

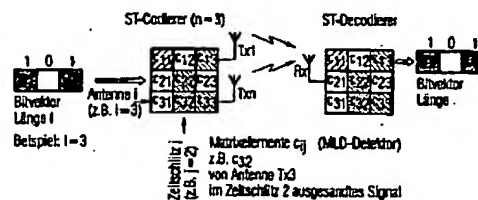
Operating digital mobile radio network involves using orthogonal space-time block transmission codes with maximum diversity for given number of transmission antennas

Patent number: DE10115261
Publication date: 2002-10-17
Inventor: SEEGER ALEXANDER (DE); VOGL ULRICH (DE)
Applicant: SIEMENS AG (DE)
Classification:
- **International:** H04L1/06; H04L1/02; (IPC1-7): H04L27/00; H03M13/00; H03M13/25; H03M13/47; H04L1/02
- **European:** H04L1/06T
Application number: DE20011015261 20010328
Priority number(s): DE20011015261 20010328

[Report a data error here](#)

Abstract of DE10115261

The method involves using orthogonal space-time block transmission codes with maximum diversity $n \times m$ for a given number of n transmission antennas, whereby a transmitting station has n ($n=2,3,4,\dots$) transmission antennas and a set of $2l$ information bit vectors to be transmitted by the station is formed on a set of $2l$ space-time symbols using a defined function, whereby each symbol corresponds to a unitary matrix. Independent claims are also included for the following: a base station, a mobile station and a computer program product.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO,

**19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**

**DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT**

Offenlegungsschrift
DE 101 15 261 A 1

⑦ Aktenzeichen: 101 15 261.2
 ② Anmeldetag: 28. 3. 2001
 ④ Offenlegungstag: 17. 10. 2002

(51) Int. Cl.⁷:
H 04 L 27/00
H 04 L 1/02
H 03 M 13/00
H 03 M 13/25
H 03 M 13/47

DE 101 15 261 A 1

⑦1 Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

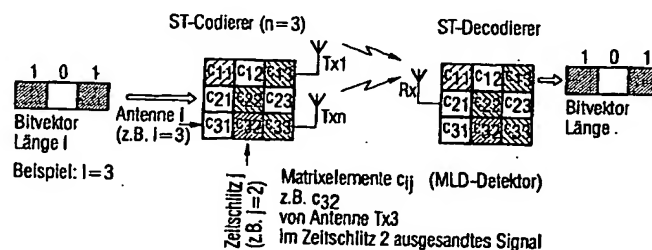
(72) Erfinder:
Seeger, Alexander, 85622 Feldkirchen, DE; Vogl,
Ulrich, 92263 Ebermannsdorf, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

54 Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes mit Raum-Zeit-Block-Codes

Die vorliegende Erfindung betrifft die Bereitstellung und numerische Optimierung von nichtlinearen Raum-Zeit Block Codes zur Verwendung in einem digitalen Mobilfunksystem mit einer maximalen Sendediversität für "Rate 1"-Übertragungssysteme für den Fall von zwei und mehr Sendeantennen (Txn) und bei komplexen Symbolen.



DE 101 15 261 A1

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes unter Verwendung von Raum-Zeit-Block-Codes (ST-Codes = "Space-Time-Block Codes") nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Derartige Verfahren nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 sind z. B. in "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction" von V. Tarokh et. al. in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2 März 1998, Seiten 744–765 oder in "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 5, July 1999, Seiten 1456–1467 von V. Tarokh et. al. beschrieben.

[0003] Der Verwendung der dort beschriebenen Raum-Zeit-Block-Codes liegt folgendes physikalische Problem in Mobilfunknetzen zugrunde: Eine übertragungswegbedingte starke Dämpfung oder Verzerrung eines von einer sendenden Station (z. B. einer ortsfesten Basisstation in einem Mobilfunknetz) drahtlos ausgesandten Sendesignals macht es für eine empfangende Station (z. B. eine Mobilstation in einem Mobilfunknetz) sehr schwierig, das ursprünglich ausgesandte Sendesignal korrekt zu erkennen. Dies gilt vor allem dann, wenn sich die empfangende Mobilstation in einer drahtlosen Mehrfachpfad-Empfangsumgebung ("multipath wireless environment") befindet, wo sie z. B. aufgrund von Mehrfachreflexionen des ursprünglichen Sendesignals an den Wänden von umgebenden Gebäuden nur mehrere stark abgeschwächte "Echos" des ursprünglichen Sendesignals empfängt. Um hier Abhilfe zu schaffen, ist für eine gewisse "Diversität" des empfangenen Signals zu sorgen. Dies geschieht dadurch, dass der empfangenden Station zusätzlich noch ein oder mehrere weniger stark abgeschwächte "Abbilder" des ausgesandten Sendesignals zur Verfügung gestellt werden. Die sogenannte "Diversitätsordnung" ist dabei ein Maß für die am Empfänger erhaltene Anzahl der statistisch unabhängigen "Abbilder" der vom Sender ausgestrahlten Sendesignale.

[0004] In der Praxis wird diese erforderliche Diversität z. B. dadurch erzielt, dass sender- und/oder empfängerseitig jeweils mehrere räumlich beabstandet zueinander positionierte oder unterschiedlich polarisierte Sende- bzw. Empfangsantennen verwendet werden, die jeweils ein "Abbild" eines zu übertragenen Signals ausstrahlen bzw. empfangen. "Abbild" bedeutet dabei nicht notwendigerweise, dass zwei oder mehr exakt identische Kopien desselben Signals ausgesandt werden.

[0005] Vielmehr können insbesondere auch bei den bekannten Raum-Zeit-Block-Codes zu einem gegebenen Zeitpunkt von den verschiedenen Sendeantennen unterschiedliche Signale ausgesandt werden, die sich jeweils durch einen speziellen Codierungsalgorithmus aus den Informationsbits des ursprünglichen Signals ergeben. Bei jeder Empfangsantenne geht dann zu einem gegebenen (signallaufzeitbedingt späteren) Zeitpunkt die Summe der übertragungswegbedingt veränderten Sendesignale ein, aus denen empfängerseitig unter Zuhilfenahme von MLD-Schätzalgorithmen ("maximum-likelihood-detection") wiederum solche Informationsbits rekonstruiert werden, die mit einer möglichst hohen Wahrscheinlichkeit den Informationsbits des ursprünglichen Signals entsprechen.

[0006] Zum besseren Verständnis des der vorliegenden Erfindung zugrundeliegenden Problems sei auf die Fig. 1 und 2 Bezug genommen.

[0007] Fig. 1 zeigt schematisch eine konventionelle Einantennen-Einantennen-Funkübertragungsstrecke zwischen einem Sender Tx und einem Empfänger Rx in einem digitalen Mobilfunknetz. In den Sender werden Informationsbits eingespeist, die z. B. aus einer Folge von Einsen und Nullen bestehen. Es sei angenommen, dass ein Bitvektor (1,0,1) der Länge $l = 3$ eingespeist werde, der aus der Zahlenfolge 1-0-1 bestehe. Je nach angewandtem Codierungsverfahren wird dieser Bitvektor senderseitig eindeutig (d. h. umkehrbar eindeutig) in einen Symbolvektor der Längen transformiert. Wie in Fig. 1 durch unterschiedliche Graustufen versinnbildlicht, können die im Symbolvektor auftretenden Zahlen von 1 und 0 abweichen, insbesondere können die im Symbolvektor auftretenden Zahlen auch komplexe Zahlen sein, bei denen z. B. dem Realteil und Imaginärteil entsprechende Signale um 90° phasenverschoben zueinander gesendet werden.

[0008] In Fig. 1 ist der Fall $n = l = 3$ dargestellt, d. h. jedes Einzelbit wird in ein Einzelsymbol codiert (BPSK-Modulation – Binary Phase Shift Keying; bei QPSK – Quadrature Phase Shift Keying würde $n = l/2$ gelten).

[0009] Ein mehrere Einzelsymbole umfassender Symbolvektor wird dann von einer Antenne im Sender Tx ausgestrahlt und von einem Empfänger Rx empfangen. Dort wird der Symbolvektor der Länge $n = 3$ durch eine Umkehrtransformation in den ursprünglichen Bitvektor (hier (1,0,1)) der Länge $l = 3$ rekonstruiert.

[0010] Fig. 2 zeigt schematisch eine Funkübertragungsstrecke zwischen einer Sendeanlage mit $n = 3$ Sendeantennen Tx1, Tx2, Tx3 und einem Empfänger Rx in einem digitalen Mobilfunknetz, wobei wie an sich bereits bekannt, Raum-Zeit Block Codes verwendet werden. Dabei wird ein Bitvektor der Länge $l = 3$ einer Raum-Zeit Block-Codiervorrichtung (ST-Codierer = space time-Codierer) zugeführt. Dieser bildet einen eingehenden Bitvektor auf eine $n \times n$ Matrix ab.

[0011] Dabei entspricht n der Anzahl der Sendeantennen, die bei der Sendeanlage verwendet werden. In einem gegebenen Zeitschlitz j sendet eine Antenne i ein Signal, welches dem Matricelement C_{ijk} einer 3×3 Matrix C_k entspricht, die durch den ST-Codierer aus dem eingehenden Bitvektor der Länge $l = 3$ codiert wurde. k ist dabei ein Index, der einzelne Matrizen unterscheidet, die ihrerseits wiederum eindeutig k unterschiedlichen Bitvektoren entsprechen. Diese Zusammenhänge werden weiter unten noch ausführlicher erläutert.

[0012] Durch die über die drei Sendeantennen Tx1, Tx2 und Tx3 abgestrahlten Signale kommen bei der Empfangsantenne Rx zu einem dem Sendezeitschlitz j entsprechenden (laufzeitbedingt späteren) Empfangszeitpunkt Signale an, die den Matricelementen C_{1jk} , C_{2jk} , C_{3jk} entsprechen. Empfängerseitig wird aus der Summe der eingehenden Signale in einer Raum-Zeit-Block-Decodiervorrichtung (ST-Decodierer) durch MLD-Algorithmen wieder eine Raum-Zeit-Block-Matrix C_k rekonstruiert und durch eine Umkehrabbildung in den entsprechenden ursprünglichen Bitvektor (hier (1,0,1)) zurückübersetzt.

[0013] Das allgemeine Problem dabei besteht nun darin, die Diversität bei der Mobilstation eines digitalen Mobilfunknetzes durch die Verwendung mehrerer Sendeantennen bei der Basisstation zu maximieren. Dabei sollen keine besonderen Vorkenntnisse über den zeitveränderlichen downlink-Kanal (von einer Basisstation zu einer Mobilstation) vorausgesetzt werden.

[0014] Für den Fall linearer Raum-Zeit Block-Codes bei zwei Antennen ist das Ergebnis bekannt (es ist in dem Sinne optimal, dass es eine Verdopplung der Diversität für zwei Antennen liefert) und es ist Teil der UMTS Norm (3GPP TS 25.211 V3.4.0: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Ausgabe 1999), September 2000) geworden. Dieses bekannte Raum-Zeit Block-Code-Schema erfüllt die "Rate 1"-Anforderung.

[0015] Ein Raum-Zeit Block-Code-Schema mit "Rate 1" ist anschaulich gesagt ein System, bei dem pro betrachtetem Zeiteabschnitt genauso viele Informationsbits von einem Sender zu einem Empfänger effektiv durchgeschickt werden können, wie bei dem in Fig. 1 gezeigten Referenzsystem mit nur einer Sende- und einer Empfangsantenne. Mit anderen Worten: Ein "Rate 1"-ST-Code weist gegenüber einem Basissystem mit nur einer Sende- und einer Empfangsantenne eine unveränderte Übertragungsrate auf. Dies ist z. B. ein System bei dem ein Block aus zwei Codewörtern gleichzeitig in zwei aufeinanderfolgenden Zeitfenstern über zwei verschiedene Übertragungskanäle zum Empfänger übertragen wird; der Empfänger erhält damit pro Zeiteinheit genauso viel Information, als wenn zwei entsprechende Einzelbits in zwei aufeinanderfolgenden Zeitfenstern über einen einzigen Übertragungskanal übertragen worden wären. Somit ist z. B. im W-CDMA Modus der UMTS-Norm für zukünftige Mobilfunksysteme (siehe z. B. www.3GPP.org) vorgesehen, die Standardabbildung von vier Bits auf $2^4 = 16$ ST-Symbole in zwei Zeitschritten über zwei Sendeantennen zu übertragen. Damit verhält sich ein System mit "Rate 1" für äußere Blöcke genauso wie das Basissystem mit nur einer Sende- und einer Empfangsantenne. Diese Eigenschaft ist entscheidend für die Aufrüstung eines Basissystems hin zu einem System mit mehreren Sendeantennen und Raum-Zeit-Block-Codes.

[0016] Der im W-CDMA Modus verwendete Raum-Zeit-Block-Code entspricht dem sogenannten Alamouti-Code. Dabei handelt es sich um einen empfängerseitig sehr einfach zu rekonstruierenden Code zur Erhöhung der Diversität in einem digitalen Mobilfunknetz mit einer sendenden Station mit zwei ($n = 2$) Sendeantennen. Der Alamouti-Code ist z. B. in "A simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications", IEEE J. Select Areas Commun, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998 von S. M. Alamouti oder auch in den beiden obengenannten Veröffentlichungen von V. Tarokh et. al. beschrieben.

[0017] Um die Diversität in einem Mobilfunknetz in der Zukunft sowohl in "uplink"-Richtung (von einer Mobilstation zu einer Basisstation) als auch in "downlink"-Richtung (von einer Basisstation zu einer Mobilstation) weiter zu erhöhen, sollte die Anzahl der Antennen pro Sektor einer Basisstation größer sein als zwei. Somit ist es naheliegend, nach Raum-Zeit-Codes zu suchen, welche anwendbar sind im Falle von drei, vier oder mehr Sendeantennen. Eine Erhöhung der Diversität bei gleichbleibender Sendeleistung führt dabei zu einer Erhöhung der Empfangsqualität. Oder anders betrachtet: Durch die Erhöhung der Diversität kann bei gleichbleibender Empfangsqualität die Sendeleistung verringert werden. Die dann in einem Sender nicht ausgeschöpfte Sendeleistung kann dann wiederum dazu benutzt werden, mehr Teilnehmer zu versorgen.

[0018] Ferner wird die Leistungsfähigkeit eines Raum-Zeit-Block-Codes auch durch die Abstände zwischen den Codewörtern beeinflusst. Betrachtungen hierzu sind in den beiden schon genannten Artikeln von V. Tarokh et. al. enthalten.

[0019] In der in Fig. 2 schematisch dargestellten Übertragung entspricht die gezeigte Matrix mit den Elementen c_{ijk} einem Codewort mit der Nummer k . Der "Abstand" zwischen Codewörtern, d. h. der "Abstand" zwischen zwei Matrizen C_{k1} und C_{k2} ist letztlich ein Maß für die Güte eines Übertragungscode, d. h. für die Wahrscheinlichkeit, mit der aus einer Folge von übertragungswegbedingt verzerrt beim Empfänger eingehenden Codewörtern doch wieder die ursprünglich ausgesandten Codewörter möglichst eindeutig rekonstruiert werden. Unter diesem Aspekt sind die bekannten Raum-Zeit-Block-Codes für den Fall zweier Sendeantennen noch verbesserbar.

[0020] Für den Fall von drei, vier oder mehr Antennen ($n > 2$) ist in "Space-time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 5, July 1999, Seiten 1456–1467 von V. Tarokh et. al. gezeigt worden, dass lineare Codes mit "Rate 1" und komplexen Symbolen nicht existieren können.

[0021] In einer auf der Globecom 2000 im Dezember 2000 gegebenen Präsentation über "Complex Space-Time Block Codes for Four Tx Antennas" von Olav Tirkkonen und Ari Hottinen wurde der Fall mit $n = 4$ Sendeantennen untersucht und komplexwertige Raum-Zeit-Block-Codes mit einer Rate von $3/4$ angegeben.

[0022] Somit hat die Suche nach Raum-Zeit-Codes insbesondere für eine Anzahl $n > 2$ von Sendeantennen gegenwärtig zwei Stossrichtungen eingeschlagen:

1. In "Space-time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 5, July 1999, Seiten 1456–1467 von V. Tarokh et. al. sind lineare Raum-Zeit-Codes mit einer Rate kleiner eins für mehr als zwei Sendeantennen konstruiert worden. Dabei sind die Raum-Zeit-Symbole Linearkombinationen der ursprünglichen Signale. Diese Konstruktionen sind nicht offen für äußere Kodierungen, weil sie nicht die "Rate 1"-Eigenschaft aufweisen. Somit können sie nicht als einfache Zusatzmerkmale in einem existierenden Mobilfunksystem ohne Raum-Zeit-Codierung integriert werden.
2. Durch Kombinieren von Raum-Zeit-Codes mit äußeren Fehlerkorrekturcodes sind Raum-Zeit-Faltungs-Codes ("space-time trellis codes") konstruiert worden. Das Mischen von Raum-Zeit-Abbildungen mit äußeren Codierungen macht es jedoch abermals unmöglich, Raum-Zeit-Codes als ein einfach hinzuzufügendes Merkmal in ein existierendes System zu integrieren. Weiterhin müssen in einem solchen Fall bewährte äußere Codierungstechniken wie Turbocodes (siehe C. Berron, A. Glavieux und P. Thitimajshima: "Near Shannon limit error correcting codes and decoding: turbo codes" in Proc. IEEE ICC, Geneva, May 1993, pp. 1064–1070) oder Faltungscode geändert werden.

[0023] Es zeigt sich somit das Problem, das die in einem digitalen Mobilfunknetz zwischen sendender und empfangender Station zu übertragenden digitalen Codewörter für den Fall von zwei oder mehr Sendeantennen unter folgenden Aspekten optimiert sein sollen:

1. Es soll möglichst ein "Rate 1" Code vorliegen.
Dies ist eine zwingende Voraussetzung dafür, dass bisher schon am Markt befindliche Mobilfunknetze mit mög-

lichst geringem Umrüstaufwand auf die Verwendung der neuen Raum-Zeit-Block-Codes umgerüstet werden können. Bei der Verwendung von "Rate 1" müssen bei der Umrüstung von einem in Fig. 1 gezeigten konventionellen Einantennen-Einantennen-System auf ein in Fig. 2 gezeigtes Mehrantennen-Einantennen-System (oder auch auf Mehrantennen-Mehrantennensysteme) die senderseitig zur Erzeugung des einzuspeisenden Bitvektors benötigten Baugruppen (in Fig. 1 und 2 nicht gezeigt) und die empfängerseitig zur Weiterbearbeitung der von der Empfangseinheit ausgegebenen rekonstruierten Bitvektoren benötigten Baugruppen (ebenfalls nicht gezeigt) nicht ausgetauscht werden. "Rate 1"-Codes garantieren also eine "Abwärtskompatibilität" von mit Mehrantennen-Anlagen und entsprechenden Raum-Zeit-Block-Codes betriebenen digitalen Mobilfunkstationen mit bereits bestehenden sonstigen Systemkomponenten und beseitigen somit ein entscheidendes Investitionshemmnis, welches der praktischen Einführung von "Rate $\neq 1$ "-Systemen entgegensteht, da bei diesen auch die Baugruppen zur senderseitigen Bitvektorenerzeugung und zur empfängerseitigen Bitvektorenrekonstruktion ausgetauscht werden müssten. Aufgrund der Einführung von Raum-Zeit-Block Codes mit "Rate 1" ist es also möglich, die übrigen Parameter eines Sendecodeschemas (wie die Kanalcodierung, Verwülfelung (Interleaving), Dienste-Multiplexing usw. unverändert zu lassen).

2. Der Code soll senderseitig simpel zu konstruieren und empfängerseitig simpel zu rekonstruieren sein.
3. Die Code-Wörter sollen möglichst "großen Abstand" zu einander haben. Das heißt, ein Satz von Code-Wörtern soll so aufgebaut sein, dass aus den empfängerseitig verrauscht und/oder verzerrt empfangenen Signalen, welche jeweils aus dem senderseitig abgestrahlten ursprünglichen Signal mal einem den mit zunehmendem Laufweg einhergehenden Intensitätswund beschreibenden "Schwundfaktor" ("Fadingwert") plus Rauschen (thermisches Rauschen am Eingangsverstärker des Empfängers plus Interferenzrauschen durch Störsignale anderer Benutzer des Mobilfunknetzes) bestehen, sich auch bei relativ starken Störungen immer noch möglichst fehlerfrei als die senderseitig ausgesandten Signale rekonstruieren lassen (also ohne Verwechslungen zwischen einzelnen Codewörtern).
4. Der verwendete Raum-Zeit-Block-Code soll die Diversität maximieren, d. h. für zwei Sendeantennen soll möglichst der theoretisch maximale Diversitätsgrad von 2, für drei Sendeantennen der theoretisch maximale Diversitätsgrad von 3 erreicht werden, usw.
5. Der verwendete Raum-Zeit-Block-Code soll komplexwertige Sendesymbole ermöglichen, um z. B. bei UMTS einsetzbar zu sein, wo eine QPSK-Modulation (Quadrature Phase Shift Keying) verwendet wird. Durch komplexwertige Symbole sind auch 8-PSK (8-Phase Shift Keying) oder M-QAM (M-fold Quadrature Amplitude Modulation) möglich.

[0024] Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, die bekannten Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 durch Verwendung alternativer Raum-Zeit-Block-Codes hinsichtlich der obengenannten Kriterien 1. bis 5. möglichst zu optimieren. Dabei sollen insbesondere Raum-Zeit-Block-Codes mit "Rate 1" und maximaler Sendediversität für den Fall von drei oder mehr Sendeantennen ($n > 2$) bereitgestellt werden. Es sollen insbesondere aber auch abstandsoptimierte Raum-Zeit-Block-Codes für den Fall $n \geq 2$ bereitgestellt werden.

[0025] Diese Aufgabe wird in ihrer allgemeinsten Form erfindungsgemäß durch die Maßnahmen des Anspruchs 1 gelöst.

[0026] Den Maßnahmen des Anspruchs 1 liegt die in der weiteren Beschreibung dargestellte Erkenntnis zugrunde, dass für den Fall von bekannten Verfahren zum Betreiben von Mobilfunknetzen nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 Raum-Zeit-Block-Codes gebildet werden können, die sich aus unitären $n \times n$ Matrizen gemäß den kennzeichnenden Merkmalen des Anspruchs 1 konstruieren lassen.

[0027] Insbesondere im Falle von $n > 2$, also drei und mehr Sendeantennen, wird gemäß der vorliegenden Erfindung aufgezeigt, dass Raum-Zeit-Block-Codes für Mobilfunksysteme mit n Sendeantennen und m Empfangsantennen mit einem komplexen ST-Modulationsschema mit dem Diversitätsgrad $n \times m$ und der "Rate 1" grundsätzlich existieren, da sie sich aus unitären $n \times n$ Matrizen gemäß dem kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 konstruieren lassen.

[0028] Die weiteren unabhängigen Verfahrensansprüche 3 und 8 betreffen Verfahren nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1, mit denen im Falle von zwei und mehr ($n \geq 2$) Sendeantennen optimierte Raum-Zeit-Block-Codes mit einem komplexen ST-Modulationsschema mit dem Diversitätsgrad $n \times m$ und "Rate 1" numerisch ermittelt werden, bei denen die Codesymbole größtmöglichen "Abstand" im Sinne einer jeweils angegebenen Metrik aufweisen.

[0029] Die weiteren unabhängigen Sachansprüche betreffen Basis- und Mobilstationen in einem digitalen Mobilfunknetz, in welchen Nachschlagetabellen, die die in den erfindungsgemäßen Verfahren verwendeten Matrixelemente von Codewörtern enthalten, hinterlegt sind, sowie Computerprogrammprodukte, in denen entsprechende Nachschlagetabellen implementiert sind.

[0030] Die abhängigen Ansprüche betreffen vorteilhafte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung.

[0031] Gemäß der vorliegenden Erfindung werden insbesondere Maßnahmen zur Konstruktion von Raum-Zeit-Block Codes mit einer "Rate 1", für drei, vier oder mehr Antennen angegeben, mit denen eine maximale Diversitätsverstärkung erzielt wird.

[0032] Dies wird als beachtlicher theoretischer und praktischer Durchbruch betrachtet und beruht auf zwei Änderungen gegenüber den aus dem Stand der Technik bekannten Vorgehensweisen:

1. Es werden nicht-lineare Codes verwendet. Dies stellt kein Problem dar, da die Zahl der Codewörter in Raum-Zeit-Blöcken 2^n für BPSK beträgt (BPSK = binary phase shift keying; digitale Frequenzmodulationstechnik zum Senden von Daten über ein Koaxialkabelnetzwerk: Dieser Modulationstyp ist weniger effizient aber auch weniger rauschanfällig als ähnliche Modulationstechniken, wie z. B. QPSK = quadrature phase shift keying) und 4^n für QPSK Modulation beträgt. D. h., dass selbst für $n = 4$ im Falle der Verwendung einer QPSK Modulation nur 256 Codewörter verwendet werden, die leicht in einer Tabelle gespeichert werden können.

2. Weder die ausgestrahlte Energie pro Antenne und Zeiteinheit noch die über alle Antennen zu einem vorgegebenen Zeitpunkt gemittelte Energie werden konstant gehalten. Insbesondere bei W-CDMA ist dies nicht kritisch, da

größere Schwankungen in der Austrahlungsenergie auch in einem normalen System aufgrund der Überlagerung von verschiedenen Benutzersignalen auftreten können. Die zusätzlichen Schwankungen in der Leistung, welche durch die Verwendung neuer Raum-Zeit-Codes eingeführt werden, sind demgegenüber vernachlässigbar.

Figurenbeschreibung

5

[0033] Fig. 1 zeigt schematisch eine Funkübertragungsstrecke und eine entsprechende Symbolvektorcodierung und -decodierung für eine bekannte Einantennen-Einantennen-Anordnung in einem digitalen Mobilfunknetz;

[0034] Fig. 2 zeigt schematisch eine Funkübertragungsstrecke und eine entsprechende Symbolcodierung und -decodierung für eine an sich bekannte Raum-Zeit-Block-Codierung in einer Mehrantennen-Einantennen-Anordnung in einem digitalen Mobilfunknetz;

[0035] Fig. 3 zeigt in Tabellenform ein explizites Beispiel für eine BPSK-konforme Codierung von acht Bitvektoren in die Matrixelemente von acht komplexwertigen unitären Matrizen (ST-Symbolen), die einer Raum-Zeit-Block-Codierung bei der Durchführung eines erfindungsgemäßen Verfahrens für $n = 3$ Sendeantennen zugrunde gelegt sind;

[0036] Fig. 4 veranschaulicht die Abstände zwischen acht ST-Symbolen für den in Verbindung mit Fig. 3 diskutierten Fall einer Raum-Zeit-Block-Codierung;

[0037] Fig. 5 zeigt für den Fall $n = 2$ Sendeantennen den Vergleich im Code-Spektrum für einen erfindungsgemäß konstruierten abstandsoptimierten Raum-Zeit-Block-Code für den Fall SU(2) und einem nach dem bekannten Alamouti-Schema konstruierten Raum-Zeit-Code, welcher nicht abstandsoptimiert ist;

[0038] Fig. 6 zeigt für den Fall $n = 3$ Sendeantennen ein Code-Spektrum für einen erfindungsgemäß konstruierten abstandsoptimierten Raum-Zeit-Code für den Fall SU(3) und QPSK-Modulation bei Verwendung einer Minimalnorm;

[0039] Fig. 7 zeigt ein Code-Spektrum für mittels erfindungsgemäßer numerischer Optimierungsverfahren konstruierter Raum-Zeit-Block-Codes für den Fall $n = 3$ Sendeantennen und BPSK Modulierung unter Verwendung verschiedener Normen;

[0040] Fig. 8 zeigt eine BPSK Simulation für zwei und drei Antennen unter Verwendung eines L_{\min} -Codes;

[0041] Fig. 9 zeigt das Spektrum der minimalen Eigenwerte bei verschiedenen erfindungsgemäßen Codes bei $n = 3$ Sendeantennen und BPSK Modulierung; und

[0042] Fig. 10 zeigt eine BPSK-Simulation für $n = 3$ Sendeantennen unter Verwendung eines L_1 -Codes.

[0043] Zum besseren Verständnis der vorliegenden Erfindung wird zunächst ein konstruktiver Beweis dafür angetreten, dass komplexe Raum-Zeit-Block Codes mit maximaler Diversität nicht nur für den Fall $n = 2$ Sendeantennen existieren (wie z. B. durch das bekannte Alamouti-Schema gezeigt), sondern dass auch für den Fall mit $n > 2$ Sendeantennen komplexe Raum-Zeit-Block mit maximaler Diversität existieren.

[0044] Die der vorliegenden Erfindung zugrundeliegende mathematische Struktur ist relativ kompliziert. In der Praxis reduziert sich die Anwendung der vorliegenden Erfindung aber auf die Verwendung einer Nachschlagetabelle für Raum-Zeit-Codewörter, welche in einem Empfänger und Sender gespeichert sind. Fig. 3 zeigt ein Beispiel für eine solche Nachschlagetabelle. Ihr Aufbau und ihre Verwendungsweise werden weiter unten noch ausführlicher erläutert werden. Diese Tabellen können dann verwendet werden, ohne dass man ein tiefergehendes Verständnis von ihrer Herleitung haben müßte.

[0045] Die in der vorliegenden Anmeldung verwendete mathematische Notation ist z. B. erklärt in Simon Barry, "Representation of Finite and Compact Groups", Graduate Studies in Mathematics, Volume 10, American Mathematical Society oder auch in Bronstein, Semendjajew: "Taschenbuch der Mathematik", p. 155, Verlag Harv Deutsch, Thun und Frankfurt/Main, ISBN 3 87144 492 8.

[0046] Erfindungsgemäß wird ein konzeptionell neuer Ansatz für Raumzeit Codes gegeben. Zunächst werden die Sendereinstellungen beschrieben. Dann wird ein Standard-Mehrfach-Eingabe-Mehrfach-Ausgabe-Schwindkanal beschrieben. Zuletzt wird der Erfassungsprozess für Raum-Zeit-Symbole beschrieben. Darauf aufbauend wird ein konstruktiver Beweis für die Existenz von Raum-Zeit-Codes mit maximaler Diversität für Mobilfunksysteme mit $n \geq 2$ Sendeantennen gegeben. Dieser Beweis deckt die Fälle mit komplexwertigen und reellwertigen Raum-Zeit-Symbolen ab.

[0047] Obwohl der Existenzbeweis konstruktiv ist, liefert er keinen optimalen Raum-Zeit-Codes, d. h. einen Raum-Zeit-Code mit optimierten "Abständen" zwischen den Codewörtern. Deshalb werden auch noch praktische Verfahren zur Konstruktion von Codes basierend auf einer numerischen Optimierung gegeben. Letztendlich werden die Ergebnisse auch noch durch Simulationen bestätigt.

Sender

55

[0048] Es seien zunächst n Sendeantennen und eine Empfangsantenne angenommen.

[0049] (Eine Erweiterung auf n Sendeantennen und m Empfangsantennen sieht wie folgt aus:

Im Fall von $m > 1$ Empfangsantennen werden die nachfolgend beschriebenen Codes und Detektionsverfahren jeweils für alle m Empfangsantennen getrennt durchgeführt. Anschließend werden die Ergebnisse im Sinne von eines "maximum ratio combining"-Verfahrens zusammengeführt. Ein solches "maximum ratio combining"-Verfahren ist z. B. in J. Proakis, M. Salehi: Communication Systems Engineering, Prentice Hall, 1994, ISBN: 0-13-306625-5, erläutert. Dadurch ergibt sich dann ein maximaler Diversitätsgrad von $n \times m$.

Insbesondere wird durch die Erweiterung auf $m > 1$ Empfangsantennen die Optimierung der Senderseite nicht beeinflusst. Das erkennt man z. B. aus der Gleichung (8) in Tarokh et. al., "Space-Time Codes for high data wireless communication: performance criterion and code construction". Dort wird gezeigt, dass die Verfälschungswahrscheinlichkeit zwischen zwei Sequenzen gleich dem Produkt der Verfälschungswahrscheinlichkeiten für jeweils nur eine Empfangsantenne gebildet werden und alle Produktbestandteile gleich groß sind.

Entsprechend führt die Minimierung eines Produktbestandteils auf die Minimierung des Gesamtprodukts. Das bedeutet, dass die Zahl der Empfangsantennen keinen Einfluss auf die Optimalität der Sendesymbole hat. Insofern können alle im folgenden beschriebenen Sendeverfahren unverändert für jede Zahl von Empfangsantennen benutzt werden.)

- 5 **[0050]** Eine Raum-Zeit-Block-Codierung ("block ST modulation") wird beschrieben als Abbildung von insgesamt 2^l verschiedenen Bitvektoren $\vec{b} \in B^l$ (welche jeweils l Bits $\in \{0,1\}$ umfassen) auf einen Satz von 2^l Raum-Zeit-Symbolen $C(\vec{q}) \in U(n)$, welche als unitäre $n \times n$ Matrizen beschrieben werden durch die Abbildung:

$$STM: B^l \rightarrow U(n) \vec{b} \rightarrow C(\vec{b}) \quad (1)$$

10 **[0051]** Die Modulationsrate beträgt $R = 1$ falls die l Eingabebits in n Symbolen angeordnet sind, wobei ein jedes Symbol aus l/n Bits besteht (z. B. $l/n = 1$ für BPSK und $l/n = 2$ für QPSK).

[0052] Somit wird nun die Abbildung von Bitvektoren \vec{b}_k auf die in n Zeitschritten über eine Antenne ausgesandten Symbole (vgl. Fig. 1) ersetzt durch die Abbildung von Bitvektoren \vec{b}_k auf einen Satz von Raum-Zeit-Symbolen (Space-Time symbols ST), die jeweils über n Antennen in n Zeitschritten ausgesandt werden. Somit ist die Anwendung dieser

15 Raum-Zeit-Codes für äußere Sendeblocke, wie z. B. einen Kanalcodierer, ohne Einfluss ("transparent").
[0053] Beim Sender werden die Matrixelemente c_{ijk} der 2^l unitären $n \times n$ Matrizen C_k als Raum-Zeit-Variablen in folgendem Sinne behandelt: entspricht einem zu übertragenden Bitvektor \vec{b}_k die unitäre $n \times n$ Matrix C_k als ST-Symbol, so wird ein dem Matrixelement c_{ijk} (mit Zeilenindex $i = 1, \dots, n$, Spaltenindex $j = 1, \dots, n$) entsprechendes Signal von der

20 i -ten Antenne im Zeitfenster j ausgesandt. Bei diesem Aufbau beträgt die Übertragungszeitdauer für ein komplettes ST Symbol somit n Zeiteinheiten.

[0054] Da alle Matrizen C_k unitär sind, d. h.

$$C_k^\dagger C_k = C_k C_k^\dagger = 1,$$

25 sind die Zeilen und Spalten von C_k orthonormal. Dies impliziert, dass die von einer jeden Antenne ausgestrahlte (zeitlich gemittelte) Leistung identisch ist. Weiterhin ist die gesamte Symbolenergie (summiert über alle Antennen) konstant in einem jeden Zeitschlitz. Man beachte, dass die Sendeleistung E_b automatisch normalisiert und unabhängig von n ist, und zwar aufgrund der Tatsache, dass die C_k unitär sind.

Kanalmodell

[0055] Im folgenden sei ein Schwundkanal mit einfacher Rayleigh- oder Rice-Verteilung angenommen. Übertragungspfade (von einer jeden Antenne) unterliegen z. B. einem unabhängigen Rayleigh-Schwund in einem jeden Kanalzustand α_{ij} und es sei angenommen, dass sich der Kanal während der Übertragungszeitdauer eines ST Symbols (das entspricht n Zeitschlitzten) nicht wesentlich ändere. Das Signal-Rausch-Verhältnis in einem jeden Kanal sei dasselbe, nämlich

$$\gamma_b = E_b/N_0.$$

Empfänger

40 **[0056]** Mit dem oben beschriebenen Modulations- und Kanalmodell wird der Empfänger zu einem dem Sendezeitpunkt j entsprechenden, laufzeitversetzten Empfangszeitpunkt ein Signal empfangen, welches aus der Summation aller in einer Matrixspalte (fester Sendezeitpunkt j) stehenden Matrixelemente c_{ijk} , $j = \text{const.}$, für ein bestimmtes Codewort C_k , jeweils gewichtet mit einem kanalzustandsspezifischen Schwundfaktor ergibt, wobei noch Rauschen zu berücksichtigen ist. Das heißt, bei der Aussendung eines Codesymbols C_k , welches einem Bitvektor \vec{b}_k entspricht, liegt empfängerseitig zu einem laufzeitversetzten Empfangszeitpunkt das Signal (der Empfangsvektor)

$$50 \quad r_j^k = \sum_{i=1}^n c_{ijk} \alpha_i + \text{Rauschen}$$

an. (Das heißt mit anderen Worten: Der durch α charakterisierte Kanalzustand hängt nicht von dem gesendeten Space-Time Symbol C_k ab und ist für alle n Zeitschlitzte konstant.)

[0057] Im folgenden sei der Index k der Einfachheit halber weggelassen.

[0058] Schreibt man den Empfangsvektor als $\vec{r} = (r_1, \dots, r_n)^T$ und den Kanalzustandsvektor als $\vec{\alpha} = (\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbb{C}^n$ so kann dies in Matrixform geschrieben werden als:

$$\vec{r}(\vec{b}) = C(\vec{b})\vec{\alpha} + \vec{z}, \quad (2)$$

wobei \vec{z} den normalverteilten Rauschvektor beschreibt. Somit sind aus Sicht des Empfängers die Empfangssymbole $\vec{r}(\vec{b})$ nicht feststehend, sondern sind ihrerseits ebenfalls stochastisch verteilte Variablen (d. h. sie sind abhängig vom Kanalzustand!). Somit ist die Gesamtmodulation eine Abbildung der Bits auf die n -dimensionale komplexe Zahlenebene:

$$B^l \rightarrow U(n) \rightarrow C^n \quad (3)$$

$$65 \quad \vec{b} \rightarrow C(\vec{b}) \rightarrow \vec{r}(\vec{b}). \quad (4)$$

[0059] Für einen guten Code muß diese Abbildung natürlich eindeutig umkehrbar sein, und zwar für jeden Kanalzustand $\vec{\alpha} \neq 0$. Dies legt dem Satz von ST Symbolen

$$\{C(\bar{b})\}_{\bar{b} \in B'}$$

Randbedingungen auf. In der Tat darf für zwei beliebige Symbole $C(\bar{b}_i)$ und $C(\bar{b}_j)$, $\bar{b}_i \neq \bar{b}_j$ der Euklidische Abstand nicht gleich Null werden, d. h. es muss gelten:

$$\|C(\bar{b}_i)\bar{\alpha} - C(\bar{b}_j)\bar{\alpha}\|_2 \neq 0 \quad (5)$$

und zwar für jeden Zustandvektor $\bar{\alpha}$, der ungleich dem Nullvektor ist.

[0060] Insbesondere muss gelten:

$$[C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)] \bar{\alpha} \neq 0$$

für alle $\bar{\alpha} \neq 0$ (Nullvektor).

[0061] Ist diese Bedingung erfüllt, so muss eine eindeutige Lösung des vorliegenden linearen Gleichungssystems gegeben sein, d. h.

$$\det[C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)] \neq 0,$$

wobei die Determinante gleich dem Produkt der Eigenwerte von

$$[C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)]$$

ist.

[0062] Das Minimieren der Gleichung (4) für alle $\bar{\alpha}$ unter der Bedingung, dass $\|\bar{\alpha}\| = 1$, ergibt eine Eigenwertgleichung für die Matrix $C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)$.

[0063] Somit ist minimale Abstand (welcher durch den "worst case" Kanal $\bar{\alpha}$ mit größter Signalverzerrung festgelegt ist) für ein gegebenes Paar von ST Codes gleich dem minimalen Eigenwert λ_{\min} von $C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)$. λ_{\min} muss positiv sein, damit eine Umkehrbarkeit gegeben ist.

[0064] Die folgenden Aussagen sind äquivalent:

Die Eigenwerte λ_{\min} von $C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)$ sind für jedes beliebige Paar von ST Symbolen ungleich Null.

[0065] Für alle i, j ($i \neq j$) ist der Rang von $C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j)$ gleich n . Für alle i, j ($i \neq j$) darf die Determinante $\det(C(\bar{b}_i) - C(\bar{b}_j))$ nicht verschwinden.

[0066] Angesichts Gleichung (2) minimiert ein optimaler MLD-(= minimum likelihood detector)-Detektor den Abstand zu allen möglichen Kanalsymbolen $\bar{r}_j = C(\bar{b}_j)\hat{\alpha}$, wobei ein Schätzwert $\hat{\alpha}$ für die Kanalzustandsinformation (z. B. durch Pilotsequenzen) verwendet wird:

$$\hat{b} = \arg \min_j \|\bar{r} - C(\bar{b}_j)\hat{\alpha}\|.$$

[0067] Aus dem Abstand $\|\bar{r} - C(\bar{b}_j)\hat{\alpha}\|$ kann ein logarithmischer Wahrscheinlichkeitswert ("weiches Symbol") für den Bitvektor \hat{b} abgeleitet werden. Falls die Abbildung der Bits in Symbole (Gray Code oder ähnliches) festgelegt ist (z. B. durch Pilotsequenzen) könnte auch ein LLR-Wert (log likelihood ratio = logarithmisches Wahrscheinlichkeitsverhältnis

$$\log(L(x)) = \frac{P(\bar{b} = 0)}{P(\bar{b} = 1)}$$

für ein jedes Bit ermittelt werden.

[0068] Existenz von Space-Time-Symbolen (ST-Symbolen) mit maximalem Rang

[0069] Die Frage ist, ob es für jede Anzahl n von Antennen einen Satz von 2^n ST Symbolen (Matrizen C_k) gibt, mit der Eigenschaft, dass sie einen maximalen Rang aufweisen. D. h., es ist

$$d_{\min} = \min_{i \neq j} |\det(C_i - C_j)| \quad (9)$$

für alle Paare von C_i, C_j zu ermitteln.

[0070] Für unitäre $n \times n$ Matrizen gilt dabei, dass ihr Rang jeweils gleich n ist. Die entscheidende Frage für die erfindungsgemäß betrachteten ST-Codes ist nun, ob auch alle Differenzen der ausgewählten Matrizen vollen Rang (n) haben.

[0071] Falls wir einen Satz von Matrizen $C = \{C_i\}$ auf solch eine Weise konstruieren können, dass sie im Sinne der üblichen Matrizenmultiplikation eine Gruppe bilden, vereinfachen sich die Dinge:

Lemma 1

[0072] Bei $C = \{C_i\}$ eine Gruppe. Falls $C_1 = 1$ die Einheitsmatrix der Gruppe ist, dann gilt

$$d_{\min} = \min_{i \neq 1} |\det(1 - C_i)|.$$

Beweis

[0073] Aufgrund der Gruppeneigenschaft ist

$$C_i^{-1} = C_i^\dagger \in C.$$

Somit ist $C_{ji}^{-1} = C_k \in C$ und es gilt

$$\min_{ij} |\det(C_i - C_j)| = \min_{ij} |\det(1 - C_j C_i^\dagger)| = \min_k |\det(1 - C_k)|.$$

[0074] Hierbei wurde zusätzlich davon Gebrauch gemacht, dass $|\det(C)| = 1$.

Beispiel 1

[0075] Das Alamouti-Schema beruht auf

$$C = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 \pm j & 1 \pm j \\ -1 \pm j & 1 \mp j \end{pmatrix} \text{ etc.}$$

[0076] Tatsächlich besteht das Alamouti-Schema aus einer Untermenge der Würfel-Gruppe (cube group) mit der Ordnung $o = 24$. Acht der Gruppenelemente werden nicht benutzt, obwohl sie dasselbe $d_{\min} = 1$ ergeben. Somit könnten in diesem Schema im Prinzip $\log_2(24) > 4$ Bits ohne Informationsverlust übertragen werden. (Jedoch haben die nichtübertragenen Symbole einen schlechten Scheitel-Faktor ("crest-factor"), z. B. $C = 1$).

[0077] Aus der bereits erwähnten Veröffentlichung "Space Time Codes for High Data Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction" von V. Tarokh ist bekannt, dass der Rang n von als Raum-Zeit-Block-Symbolen konstruierten $n \times n$ Codematrizen gleich dem Diversitätsgrad ist. Daraus folgt auch, dass der Rang der Differenz zweier $n \times n$ Codematrizen maximal n ist. Dieses Erkenntnis wird nun im folgenden ausgenutzt.

Komplexwertige Symbole

Theorem 2

[0078] Für beliebiges l und $n \geq 2$ existiert ein komplexwertiges ST Modulationsschema mit einem Diversitätsgrad von n .

Beweis: durch explizite Konstruktion

[0079] Man beachte, dass in diesem Falle der ST Code

$$\{C_k(\bar{b}_k)\}_{\bar{b}_k \in B^l}$$

aus einer Untermenge aller möglichen unitären $n \times n$ Matrizen besteht. Aufgrund des in Simon, Barry: Representations of Finite and Compact Groups, 1996, Graduate Studies in Mathematics, American Mathematical Society, ISBN 0-8218-0453-7 angegebenen Spektraltheorems kann jede unitäre Matrix C geschrieben werden als:

$$C = V \begin{pmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \lambda_n \end{pmatrix} V^{-1}$$

wobei V unitär ist und $\lambda_i = \exp(j\beta_i)$ (im Argument der Funktion \exp ist j die imaginäre Einheit). Man wähle nun

$$\beta_i = \frac{2\pi}{2^l} q_i,$$

wobei q_i eine beliebige ungerade ganze Zahl sei. Dann gilt $C^{2^l} = 1$, und $\{C_k\}_{k=0 \dots 2^l-1}$ ist eine (Abelsche) Gruppe, mit einer Erzeugenden

$$C = V \begin{pmatrix} \exp(\frac{2\pi j}{2^l} q_1) & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \exp(\frac{2\pi j}{2^l} q_n) \end{pmatrix} V^{-1} \quad (7)$$

für jedes beliebige feste V . Die Eigenwerte von C_k sind

$$\lambda_i^k = \exp\left(\frac{2\pi j}{2^l} q_i k\right).$$

[0080] Durch Konstruktion mit $k = 0 \dots 2^l - 1$ sind sie eindeutig verschieden von 1. Hiervon ausgehend ist zu zeigen, dass

$$d_{\min} = \min_{k \neq 0} |\det(1 - C_k)| \neq 0.$$

[0081] Da $|\det(V)| = 1$, gilt:

$$d_{\min} = \min_{k \neq 0} \left| \det \left(1 - \begin{pmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \lambda_n \end{pmatrix}^k \right) \right| = \min_{k \neq 0} \left| \prod_{i=1}^n (1 - \lambda_i^k) \right| \neq 0.$$

[0082] Man beachte, dass der Schlüssel zu obigem Beweis darauf beruhte, dass es immer möglich ist, einen Satz unitärer Matrizen zu konstruieren, deren Eigenwerte alle verschieden von 1 sind.

[0083] Damit liefert Gleichung (7) die Grundlage für ein Verfahren zur Konstruktion von komplexwertigen unitären $n \times n$ Codematrizen C_k , die als Symbolwörter für Raum-Zeit-Block-Codes für eine beliebige Anzahl von $n \geq 2$ Sendeantennen dienen können, wobei diese Raum-Zeit-Block-Codes eine maximale Diversität n liefern, da der Rang der komplexwertigen unitären $n \times n$ Codematrizen C_k gleich n ist.

[0084] Berechnet man eine Gruppe von Codematrizen nach der obigen Gleichung (7) so erhält man also eine Liste von 2^l unitären $n \times n$ Matrizen mit komplexwertigen Matrixelementen, welche einem nichtlinearen Raum-Zeit-Block-Code zugrundegelegt werden können, mit dem eine der in Fig. 2 schematisch gezeigte Funkübertragungsstrecke in einem digitalen Mobilfunknetz betrieben werden kann. Dieser Erkenntnis liegt die technische Lehre des Anspruchs 1 zugrunde.

[0085] Für den Fall $n = 3$ Sendeantennen und BPSK-Modulation, d. h. Anzahl der Sendeantennen $n =$ Länge der Symbolwörter l , ist der Anschaulichkeit halber ein explizites Beispiel für eine solche Liste von Codematrizen C_k in der Nachschlagetabelle in Fig. 3 angegeben.

[0086] In der in Fig. 1 gezeigten Nachschlagetabelle werden die Bits $b_i \in \{0,1\}$ auf $2^3 = 8$ Bitvektoren abgebildet. Diese sind explizit die durch Permutationen gebildeten acht möglichen Bitvektoren $(0,0,0)$; $(0,0,1)$; $(0,1,1)$; $(0,1,0)$; $(1,1,0)$; $(1,1,1)$; $(1,0,1)$; $(1,0,0)$.

[0087] Diese acht Bitvektoren werden eineindeutig (umkehrbar eindeutig) jeweils einer von acht Codematrizen $C_k = C(:,k)$ zugeordnet. Dabei sind die Codematrizen in Tabelle 1 unitäre komplexwertige 3×3 Codematrizen, deren Matrixelemente nach Gleichung (7) berechnet worden sind.

[0088] Verwendet man die in Fig. 3 gezeigte beispielhaft getroffenen Zuordnung zwischen den acht Bitvektoren und den acht Codematrizen C_k z. B. bei einer in Fig. 2 gezeigten digitalen Mobilfunksystem und kommt dort beispielsweise ein Bitvektor $(1,0,1)$ am ST-Codierer an, so sendet dieser in drei aufeinanderfolgenden Zeitschlitzten je eine Spalte der Codematrix C_7 aus, und zwar so, dass über die Antenne 1 im Zeitschlitz 1 das komplexwertige Matrixelement $c_{117} = 0,0000 + 0,6442i$ = ausgesandt wird, über die Antenne 2 im Zeitschlitz 1 das komplexwertige Matrixelement $c_{217} = -0,2175 - 0,0412i$ usw., bis über die Antenne 3 im Zeitschlitz 3 das komplexwertige Matrixelement $c_{337} = 0,0000 - 0,5065i$ ausgesandt wird (in der Fig. 3 ist i für die imaginäre Einheit verwendet worden).

[0089] Empfängerseitig wird dann aus den von einer Empfangsantenne Rx empfangenen Signalen wie weiter oben bereits erläutert mittels eines MLD-Detektors wieder die komplette Codematrix C_7 rekonstruiert und dieser in einer Umkehrabbildung wiederum der ursprüngliche Bitvektor $(1,0,1)$ zugeordnet.

[0090] Für den praktischen Gebrauch sind also lediglich die nach Gleichung (7) berechneten Matrizen mit der jeweiligen Bitvektorzugeordnung in einer Nachschlagetabelle in Form der in Fig. 3 gezeigten Tabelle in einem Speicher eines senderseitigen ST-Codierers zu speichern und entsprechend eine identische Nachschlagetabelle in einem empfängerseitigen ST-Decodierer.

[0091] Der senderseitige ST-Codierer kann in einer Basisstation eines digitalen Mobilfunknetzes integriert sein, und der empfängerseitige ST-Decodierer in der Mobilstation eines digitalen Mobilfunknetzes. Grundsätzlich kann dies aber auch umgekehrt sein.

[0092] Die Nachschlagetabellen können als Computerprogrammprodukte in maschinenlesbarer Form z. B. auf Diskette gespeichert sein, oder in Form von über das Internet oder die Funkübertragungsstrecken übertragbaren maschinenlesbaren Dateien abgespeichert sein, und bei Bedarf in entsprechende Speicher von senderseitigen ST-Codierern oder empfängerseitigen ST-Decodierern in die Basisstationen oder Mobilstationen in einem digitalen Mobilfunknetz eingespeist werden.

Reellwertige Symbole

[0093] Für reellwertige Symbole trifft die im obigen zu Gleichung (7) führenden Konstruktionsbeweis ausgenutzte Eigenschaft, dass es immer möglich ist, einen Satz unitärer Matrizen zu konstruieren, deren Eigenwerte alle verschieden von 1 sind, nicht mehr zu.

Reellwertige ST Codes

[0094] Beschränkt man die ST Code Matrizen auf reellwertige Matrixelemente C_{ijk} , so kann ein maximaler Rang (und

somit eine maximale Diversitätsordnung der ST Codes) nunmehr für den Fall geradzahlgiger Antennen konstruiert werden.

Theorem 3

[0095] Reellwertige ST Codes der Ordnung $2n + 1$ haben eine nicht-maximale Diversitätsordnung.

Beweis

[0096] Ein beliebiges $O \in SO(2n + 1)$ kann geschrieben werden als

$$O = VDV^{-1} \quad (8)$$

(vgl. Simon, Barry: Representations of Finite and Compact Groups, 1996, Graduate Studies in Mathematics, American Mathematical Society, ISBN 0-8218-0453-7), wobei V orthogonal ist und

$$D = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Phi_1 & -\sin \Phi_1 \\ \sin \Phi_1 & \cos \Phi_1 \end{pmatrix} & & & 0 \\ & \begin{pmatrix} \cos \Phi_2 & -\sin \Phi_2 \\ \sin \Phi_2 & \cos \Phi_2 \end{pmatrix} & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & 1 \end{pmatrix}$$

(Für Matrizen mit $\det O = -1$ ist der Beweis im wesentlichen identisch).

[0097] Man betrachte nun $\det(O_1 - O_2) = \det(1 - O_2 O_1^{-1}) = \det(1 - O_{21})$, wobei aufgrund der Gruppenstruktur wiederum $O_{21} \in SO(2n + 1)$ gilt. Somit hat O_{21} wiederum die Struktur gemäß Gleichung (8) und die Determinante $\det(O_1 - O_2)$ verschwindet.

[0098] Der Grund, warum $SO(2n + 1)$ keine maximale Diversitätsordnung liefert, beruht somit auf der Tatsache, dass jede orthogonale Matrix mit ungerader Dimension (zumindest) einen Eigenwert hat, welcher gleich 1 ist.

[0099] Für eine gerade Anzahl von Antennen tritt die zusätzliche 1 an der Position (n, n) von D nicht auf, und eine Codekonstruktion ähnlich zu dem unitären Fall ist möglich.

ST Symbol Optimierung

[0100] Obwohl das Theorem für die komplexwertige ST Modulation konstruktiv ist, liefert sie keinen optimalen ST Code. Der asymptotische Symbolfehler ist von der Form

$$P_e \sim c \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-n},$$

wodurch eine optimale Diversitätsordnung für große

$$\frac{E_b}{N_0}$$

auftritt. Jedoch ist die Konstante c nicht minimal.

[0101] Deshalb werden im folgenden praktische Verfahren zur Code-Konstruktion basierend auf Optimierungsüberlegungen vorgestellt. Die Ergebnisse sind durch Simulationen bestätigt worden.

[0102] In den nachfolgenden Abschnitten werden Konstruktionsverfahren für "gute" unitäre ST Codes aufgezeigt, d. h. solche ST Codes, bei denen die Abstände zwischen den Codesymbolen optimiert sind.

Optimierung

[0103] Die Idee besteht darin, eine passende Parametrisierung für einen Satz von unitären $U(n)$ Matrizen zu finden, und dann numerisch eine passende Metrik zu minimieren, welche die Abstände zwischen den Code-Wörtern repräsentiert. Da das Entfernungsmaß $d_{ev} = \min\{\text{Eigenwerte von } C(\vec{\beta}_i) - C(\vec{\beta}_j)\}$ nicht differenzierbar ist, wählen wir

$$d_{ij} := d(C(\vec{\beta}_i), C(\vec{\beta}_j)) = |\det(C(\vec{\beta}_i) - C(\vec{\beta}_j))|.$$

[0104] Dabei steht $\vec{\beta}_k$ für die Parameter der k -ten Code-Matrix C_k .

[0105] Als Zielfunktional

$$E_q[\bar{\beta}_1, \bar{\beta}_2, \dots] = \left(\sum_{i < j}^{2^l} [d(C(\bar{\beta}_i), C(\bar{\beta}_j))] \right)^{\frac{1}{q}} \quad (6)$$

für globale Extremalwertbildung können wir die L_q -Norm aller wechselseitigen Code-Abstände verwenden. Z. B. liefert $q \rightarrow -\infty$ die minimale Norm (ein großes negatives q kann verwendet werden für eine numerische Optimierung); der Fall mit $q = -1$ kann als elektrisches Potential interpretiert werden. Tatsächlich ist aufgrund der Kompaktheit von $U(n)$ das Problem vergleichbar mit dem Minimieren der elektrischen Energie von 2^l gleichgeladenen Teilchen, die sich auf einer Kugel bewegen. Positive Werte für q sind nicht sinnvoll, da sie keine Entfernungen ausschließen, die Null werden könnten (d. h. zwei Teilchen, die am selben Ort sitzen, erzeugen keine unendliche Energie, so dass sie sich nicht abstoßen würden).

Der Fall der Gruppe $SU(2)$

[0106] Dieser Fall entspricht $n = 2$ Sendeantennen.

[0107] Für diesen Fall kann man explizit die oben erläuterte Energiefunktion konstruieren, da gemäß Simon Barry, "Representation of Finite and Compact Groups", Graduate Studies in Mathematics, Volume 10, American Mathematical Society jede unitäre Matrix C parametrisiert werden kann als

$$C = 1\beta_0 + j(\beta_1\sigma_1 + \beta_2\sigma_2 + \beta_3\sigma_3) := \bar{\beta} \bullet \bar{\sigma}$$

wobei $\bar{\sigma}_i$ die bekannten Pauli-Spinmatrizen sind:

$$\bar{\sigma}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{\sigma}_2 = \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{\sigma}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix},$$

und hier j die imaginäre Einheit ist.

[0108] Dabei unterliegen die reellwertigen Parameter β der Beschränkung

$$\sum_{i=0}^3 \beta_i^2 = 1.$$

[0109] Tatsächlich sorgt dies dafür, dass $SU(2)$ isomorph ist zu einer 3-Kugel (einer Kugel in vier Dimensionen). Man kann leicht zeigen, dass

$$\det(C(\bar{\beta}_i) - C(\bar{\beta}_j)) = 2 - 2\bar{\beta}_i \bullet \bar{\beta}_j$$

ist, deshalb definieren wir

$$d_{ij} = \sqrt{1 - \bar{\beta}_i \bullet \bar{\beta}_j}$$

als Entfernungsmaß zwischen zwei Codematrizen.

[0110] Man beachte, dass d_{ij} wirklich eine Metrik im Fall $SU(2)$ ist.

[0111] Als vollständigen Abstand verwenden wir $d = \sum_{i < j} d_{ij}$. Eine 3-Kugel wird in einfacher Weise durch drei Winkel parametrisiert:

$$\bar{\beta}_i = \begin{pmatrix} \sin \Phi_{i3} & \sin \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ \cos \Phi_{i3} & \sin \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ & \cos \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ & & \cos \Phi_{i1} \end{pmatrix}$$

[0112] Der Gradient ist dabei:

$$\frac{\partial}{\partial \Phi_{kl}} d = - \left(\frac{\partial}{\partial \Phi_{kl}} \bar{\beta}_k \right) \bullet \sum_{i \neq k} \frac{\bar{\beta}_i}{d_{ik}}$$

[0113] Optimierungsverfahren basierend auf der des steilsten Abstiegs liefern schnell Ergebnisse für ein vernünftiges l .

[0114] Das sich ergebende Code-Spektrum für QPSK ($l = 4$) ist in Fig. 5 mit dem Code-Spektrum für das Alamouti-Schema verglichen. Wie man sieht ist der minimale Abstand bei dieser Vorgehensweise größer als der im Falle des Alamouti-Schemas. Somit ist im asymptotischen Grenzfall zu erwarten, dass dieser nicht-lineare Code einen höheren Codierungsgewinn (gleiche Bitfehlerquote bei geringerem Signal- zu Rauschverhältnis) zeigt.

[0115] Für die Fälle mit mehr als zwei Sendeantennen, also SU(n), $n > 2$, wird die explizite Berechnung von Determinanten sehr umfangreich. Für Gradientenverfahren (z. B. dem konjugierten Gradientenverfahren, siehe W. Press, B. Flannery, S. Tenkolsky, W. Vetterling: "Numerical recipes in C", Cambridge University Press, ISBN 0-521-35465-X) ist es jedoch ausreichend, den lokalen Gradienten zu berechnen.

[0116] Wir definieren den L_m -Abstand der i-ten Matrix zu allen anderen als:

$$d_i^m = \sum_j |\det(C_j - C_i)|^m = \sum_j |\det(1 - C_j^\dagger C_i)|^m = \sum_j |\det(1 - A_{ij})|^m. \quad (9)$$

[0117] Variiert man die i-te Code-Matrix durch eine infinitesimale (unitäre) Rotation

$$C_i \rightarrow C_i \exp(j\vec{\sigma} \cdot \vec{\delta}_i) \approx C_i + j\vec{\delta}_i \cdot C_i \vec{\sigma}$$

so ergibt sich für den Gradienten

$$\vec{\nabla}_{\vec{\delta}_i} d_i^m := \vec{g}_i = n \sum_{j \neq i} |d_{ij}|^m \operatorname{ReTr}(A_{ij}^{-1} \vec{B}_{ij}) \quad (10)$$

wobei

$$\vec{B}_{ij} = -jC_j^\dagger C_i \vec{\sigma}.$$

[0118] Dabei sind die σ_i die entsprechenden Hermite'schen Standard-Spinmatrizen. Für höherdimensionale Räume ($n > 2$) sind diese z. B. in dem Buch "Gauge theory of elementary particle physics" von Ta-Pei Cheng und Ling-Fong Li angegeben.

[0119] Eine Variation mit einer Schrittweite δ wird dann auf das i-te Codewort angewandt gemäß

$$C_i \rightarrow C_i \exp(j\delta \vec{\sigma} \cdot \vec{g}_i) \quad (11)$$

[0120] Ein Algorithmus mit steilestem Abstieg funktioniert dann wie folgt:

- 1.) Erzeuge eine zufällige Menge von 2^l unitären $n \times n$ Matrizen S_k , $k = 1 \dots 2^l$ als Startmatrizen (das kann also gemäß Gleichung (7) geschehen).
- 2.) Berechne die Gradientenvektoren gemäß Gleichung (10).
- 3.) "Drehe die Matrizen gemäß der Gleichung (11), iteriere dann gemäß Schritt 2.)

[0121] Selbstverständlich kann ein konjugiertes Gradientenverfahren auf die entsprechende Weise konstruiert werden, und es sind auch stochastische Gradientenverfahren zum Finden des globalen Extremwertbildners möglich.

[0122] Ein Beispiel für 3 Antennen und eine QPSK Modulation, welches $2^6 = 64$ ST Matrizen liefert, ist in Fig. 6 gezeigt. Fig. 6 zeigt ein Spektrum für SU(3), also drei Sendeantennen, und QPSK Modulation unter Verwendung einer Minimalnorm. Verwendet man dasselbe Verfahren für SU(3), aber für eine BPSK Modulation und wendet verschiedene Normen (\min , L_{-1} , L_{-2}) so erhält man die in Fig. 7 gezeigten Spektren.

[0123] Es scheint bemerkenswert, dass es möglich ist, acht Codematrizen in SU(3) zu finden, welche alle denselben wechselseitigen Abstand zeigen. Dies entspricht einem Tetraeder im gewöhnlichen dreidimensionalen Raum.

[0124] Fig. 4 zeigt eine zweidimensionale Veranschaulichung für diesen Fall. Die acht Bitvektoren (0,0,0); (0,0,1); (0,1,1); (0,1,0); (1,1,0); (1,1,1); (1,0,1); (1,0,0) werden auf acht Codematrizen (z. B. die in der Tabelle in Fig. 3 explizit angegebenen Codematrizen abgebildet), die optimale Abstände zueinander haben.

[0125] Fig. 8 zeigt ein Spektrum für $n = 3$ Antennen und BPSK unter Verwendung verschiedener Optimierungskriterien.

[0126] Neben den obenstehend erläuterten numerischen Optimierungsverfahren gibt noch weitere Ansätze für eine Code-Optimierung, also die explizite Konstruktion von ST Symbolen in Form unitärer $n \times n$ Matrizen mit jeweils optimierten Abständen zueinander:

Konstruktion von Hyperkugeln

[0127] Man konstruiere eine (Hyper-)Kugel mit einem gegebenen Radius um ein gegebenes Codesymbol (z. B. eine unitäre $n \times n$ Matrix C_k), finde ein zweites Codesymbol auf der Kugel um dieses erste Codesymbol, und konstruiere ein drittes Symbol als Schnittpunkt der (Hyper-)Kugeln und das erste und das zweite Codesymbol. Dann konstruiere man entsprechend iterativ weitere Codesymbole als Schnittpunkte weiterer (Hyper-)Kugeln um die jeweils schon gefundenen Codewörter.

[0128] Im Falle, dass die Codewörter unitäre $n \times n$ Matrizen mit $n \geq 2$ sind, ist eine "Kugel" mit Radius r um ein Codewort gegeben durch $S_r = \{C' | \det(C' - C) = r\}$.

[0129] Sie kann konstruiert werden durch

$$r = \det(C - C') = \det(1 - C^\dagger C') = \det(1 - \exp(j\vec{\sigma}\vec{\beta})) = \prod_{i=1}^n (1 - \exp(\lambda_i)),$$

wobei λ_i die Eigenwerte von $j\vec{\sigma}\vec{\beta}$ sind.

[0130] Zum Beispiel findet man in $SU(2)$, dass

$$r = 4 \sin^2(1/2 \sqrt{\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2}).$$

[0131] Somit kann eine solche Kugel parametrisiert werden als $C = C \exp(j\vec{\sigma}\vec{\beta})$ mit einer Beschränkung der Summe der quadrierten β 's.

[0132] Eine Kugel mit Radius 1 ist z. B. gegeben durch

$$S_1(C) = \{C \exp(j\vec{\sigma}\vec{\beta}) \mid \beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 = \pi^2/9, -\pi/3 \leq \beta_i \leq \pi/3\}.$$

[0133] Verwendet man diese Idee, so kann man tatsächlich das Alamouti-Schema konstruieren (durch Konstruktion zweier Kugeln mit dem Radius 1 um die Elemente 1 und -1 (das Zentrum von $SU(2)$, ... $Z(SU(2))$).

[0134] Dies liefert für die Codewörter die Formel

$$C = \exp\left(j \frac{\pi}{3\sqrt{3}} (1 + b_o) \sum_{i=1}^3 (1 - 2b_i) \sigma_i\right),$$

wobei $b_i \in \{0,1\}$ die Bits sind und σ_i die Hermite'schen Standard-Spinmatrizen.

[0135] Explizite Berechnung führt wieder zu dem bereits bekannten Alamouti-Schema, was also die Richtigkeit des Ansatzes der Konstruktion über Hyperkugeln belegt.

[0136] Wie das Beispiel des Alamouti-Schemas in Verbindung mit Fig. 5 zeigt, kann man mit dem Hyperkugel-Verfahren ein lokales Optimum finden, man findet aber nicht zwingenderweise ein globales Optimum.

[0137] Allerdings werden für $n > 2$ die Eigenwerte von $j\vec{\sigma}\vec{\beta}$ (analytisch) sehr umfangreich.

[0138] Deshalb erscheint für $n > 2$ eine andere Parametrisierung hier erfolgreicher:

$$r = \det(1 - C^\dagger C) = \det(1 - VDV^\dagger) = \det(1 - D) = \prod_i (1 - \exp(j\lambda_i))$$

[0139] Hält man die Eigenwerte $\lambda_i = \text{const.}$, so ergibt sich eine Kugel um das Codesymbol C mit

$$C' = CVDV^\dagger.$$

[0140] Dabei kann V parametrisiert werden als $V = \exp(j\vec{\sigma}\vec{\beta})$.

Unitäre Darstellungen finiter Gruppen

[0141] Eine weitere Methode zur Codekonstruktion basiert auf der Verwendung endlicher Gruppen. Hierzu sei wieder auf Simon Barry, "Representation of Finite and Compact Groups", Graduate Studies in Mathematics, Volume 10, American Mathematical Society verwiesen.

[0142] Die Verknüpfung zweier Elemente in einer endlichen Gruppe führt wieder auf eine Element der Gruppe, da nach einem Gruppenaxiom die Gruppe abgeschlossen ist. Daneben liefert die Multiplikation zweier unitärer Matrizen ebenfalls wieder eine unitäre Matrix. Entsprechend gibt es zahlreiche Darstellungen von endlichen Gruppen, bei denen jedem Gruppenelement eine unitäre Matrix zugeordnet wird. Wählt man eine solche Darstellung einer endlichen Gruppe, wobei die Zahl der Gruppenelemente größer als 2^1 ist, so erhält man gute Startwerte für die oben angeführten Optimierungsverfahren.

[0143] Hierzu versuche man die unitären Darstellungen von finiten Gruppen (mit der Dimension n) zu finden, bei denen $o(G) \geq 2^1$ ist. Es gibt keine Gewähr, dass dies zu optimalen Ergebnissen führt.

Einige Simulationsergebnisse

[0144] Simulationen sind für die Fälle mit $n = 2$ und $n = 3$ Antennen ausgeführt worden, wobei (gegenwärtig) nur BPSK benutzt wurde. Theoretische Grenzen für die Antennendiversität können in geschlossener Form (vgl. z. B. J. Proakis, M. Salehi: "Communications Systems Engineering", Prentice Hall Int., ISBN 0-13-300625-5, 1994) abgeleitet werden. Diese sind als durchgezogene Linien in der Fig. 9 zu sehen. Simulationsergebnisse sind zusammen mit 70% Konfidenzintervallen gezeigt.

[0145] Wie Fig. 10 zu entnehmen ist, wird die theoretische Grenze für hohes E_b/N_0 im Falle dreier Antennen für den L_{\min} -Code erreicht. Dies beruht auf der Tatsache, dass L_{\min} wirklich der maximal mögliche geringste Abstand ist.

[0146] Für ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis tragen praktisch nur die Fehler bei geringsten Abständen einen Anteil bei.

[0147] Jedoch verschlechtern sich bei niedrigem Signal-Rausch-Verhältnis die Eigenschaften des Codes und können sogar schlechter werden als bei einer Diversität von zwei Antennen. In der Tat können ST Codes als Schema höherer Modulation angesehen werden (wodurch der Symbol-Raum ausgeweitet wird). Es ist selbstverständlich nicht möglich die Anzahl der Symbole zu vergrößern, ohne die Abstände in einem kompakten Raum zu verkleinern. Für QPSK (mit 64 ST Symbolen) wird dieses Problem sogar noch wichtiger.

[0148] Für den L_{\min} -Code ist die Leistungsfähigkeit in den Bereichen mit niedrigem Signal-Rausch-Verhältnis besser. Für diesen Code (welcher zwei verschiedene Abstände aufweist in der minimalen Eigenwertnorm) wurde Gray Codierung angewendet, um Vielfach-Bit-Fehler im Falle eines Symbolfehlers zu vermeiden. Wie in dem Spektrum unten zu sehen ist, hat jede Codematrix genau zwei nächste Nachbarn. Alle anderen Codewörter haben einen größeren Abstand.

Wie zu sehen ist, ist der Code nahe am theoretischen Limit für $E_b/N_0 > 4$ dB und übertrifft den L_{\min} -Code im Bereich mit niedrigem E_b/N_0 .

Patentsprüche

1. Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes mit orthogonal aufgebauten Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes mit maximaler Diversität $n \times m$ für eine gegebene Anzahl von n Sendeantennen und m ($m = 2, 3, 4 \dots$) Empfangsantennen, wobei eine sendende Station des Mobilfunknetzes mit n ($n = 2, 3, 4 \dots$) Sendeantennen versehen ist, und ein von dieser sendenden Station zu übertragender Satz von 2^l Informationsbitvektoren $\vec{b} = (b_1, b_2, \dots, b_l) \in B^l$ mit l Bits $b_i \in \{0, 1\}$ durch eine eindeutige Abbildung STM: $B^l \rightarrow U(n) \vec{b} \rightarrow C(\vec{b})$

auf einen Satz von 2^l Raum-Zeit-Symbolen (ST Codesymbolen) C_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ abgebildet wird, wobei jedes Codesymbol C_k einer unitären $n \times n$ Matrix entspricht und die Matrixelemente c_{ijk} eines jeden der 2^l Codesymbole C_k so als Raum-Zeitvariable aufgefasst werden, dass bei Übertragung eines bestimmten der 2^l Codesymbole C_k für jedes seiner Matrixelemente c_{ijk} ein entsprechendes Signal von der Sendeantenne 1 in einem Zeitintervall j über einen der Sendeantenne i zugeordneten Schwundkanal abgestrahlt wird, so dass an einer jeden von m Empfangsantennen einer sich in der Reichweite der sendenden Station befindlichen empfangenden Station die im Zeitintervall j abgestrahlten und den Matrixelementen c_{ijk} , $i = 1, \dots, n$ des Codesymbols C_k entsprechenden Signale empfangen werden, und wobei aufgrund der orthogonalen Struktur des Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes und durch Entkoppeln der von den n Sendeantennen ausgesandten, den Matrixelementen c_{ijk} entsprechenden Signalen ein entsprechender zu übertragender Informationsbitvektor $\vec{b} \in B^l$ durch die Umkehrabbildung

$STM^{-1}: U(n) \rightarrow B^l$
 $C(\vec{b}) \rightarrow \vec{b}$

decodiert wird,

dadurch gekennzeichnet,

dass die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matrixelemente c_{ijk} die Elemente von 2^l unitären $n \times n$ Matrizen C_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ sind, die nach folgender Vorschrift konstruiert sind:

$$C_k = \begin{pmatrix} c_{11k} & & c_{1nk} \\ & \dots & \\ c_{n1k} & & c_{nnk} \end{pmatrix} = V \begin{pmatrix} \exp\left(\frac{2\pi j}{2^l} q_1 k\right) & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \exp\left(\frac{2\pi j}{2^l} q_n k\right) \end{pmatrix} V^{-1},$$

(hier ist j die imaginäre Einheit)

wobei V eine beliebige unitäre komplexwertige $n \times n$ Matrix ist,

c_{ijk} die im allgemeinen Fall komplexwertigen Matrixelemente von C_k ,

j die imaginäre Einheit,

q_i , $i = 1, \dots, n$ beliebige ungerade ganze Zahlen,

und $k = 0, 1, \dots, 2^l - 1$.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass n geradzahlig und die c_{ijk} reellwertig sind.

3. Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes mit orthogonal aufgebauten Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes mit maximaler Diversität $n \times m$ für eine gegebene Anzahl von n Sendeantennen und m ($m = 2, 3, 4 \dots$) Empfangsantennen, wobei eine sendende Station des Mobilfunknetzes mit n ($n = 2, 3, 4 \dots$) Sendeantennen versehen ist, und ein von dieser sendenden Station zu übertragender Satz von 2^l Informationsbitvektoren $\vec{b} = (b_1, b_2, \dots, b_l) \in B^l$ mit l Bits $b_i \in \{0, 1\}$ durch eine eindeutige Abbildung STM: $B^l \rightarrow U(n) \vec{b} \rightarrow C(\vec{b})$

auf einen Satz von 2^l Raum-Zeit-Symbolen (ST Codesymbolen) C_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ abgebildet wird, wobei jedes Codesymbol C_k einer unitären $n \times n$ Matrix entspricht und die Matrixelemente c_{ijk} eines jeden der 2^l Codesymbole C_k so als Raum-Zeitvariable aufgefasst werden, dass bei Übertragung eines bestimmten der 2^l Codesymbole C_k für jedes seiner Matrixelemente c_{ijk} ein entsprechendes Signal von der Sendeantenne i in einem Zeitintervall j über einen der Sendeantenne i zugeordneten Schwundkanal abgestrahlt wird, so dass an einer jeden von m Empfangsantennen einer sich in der Reichweite der sendenden Station befindlichen empfangenden Station die im Zeitintervall j abgestrahlten und den Matrixelementen c_{ijk} , $i = 1, \dots, n$ des Codesymbols C_k entsprechenden Signale empfangen werden, und wobei aufgrund der orthogonalen Struktur des Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes und durch Entkoppeln der von den n Sendeantennen ausgesandten, den Matrixelementen c_{ijk} entsprechenden Signalen ein entsprechender zu übertragender Informationsbitvektor $\vec{b} \in B^l$ durch die Umkehrabbildung

$STM^{-1}: U(n) \rightarrow B^l$
 $C(\vec{b}) \rightarrow \vec{b}$

decodiert wird

dadurch gekennzeichnet,

dass die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matrixelementen c_{ijk} die Elemente von 2^l unitären $n \times n$ Matrizen C_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ sind, die nach folgender Vorschrift numerisch optimiert sind:

- a) es ist ein anfänglicher Satz von 2^l unitären $n \times n$ Ausgangsmatrizen S_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ numerisch zufällig erzeugt worden;
- b) diese Ausgangsmatrizen S_k , $k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ sind parametrisiert worden;
- c) es ist als Entfernungsmaß zwischen zwei Ausgangsmatrizen die Größe

$$d_{ij} := d(S(\bar{\beta}_i), S(\bar{\beta}_j)) = |\det(S(\bar{\beta}_i) - S(\bar{\beta}_j))|$$

gewählt worden, wobei $\bar{\beta}_i$ für die Parameter der i-ten Ausgangsmatrix steht;
d) durch numerische Variation der Parameter $\bar{\beta}_i$ ist das Zielfunktional

$$E_q[\bar{\beta}_1, \bar{\beta}_2, \dots] = \left(\sum_{i < j}^{2^l} [d(S(\bar{\beta}_i), S(\bar{\beta}_j))] \right)^{\frac{1}{q}}$$

minimiert worden;

d) die $n \times n$ Matrizen, für deren Parameter $\bar{\beta}_i$ das Zielfunktional

$$E_q[\bar{\beta}_1, \bar{\beta}_2, \dots] = \left(\sum_{i < j}^{2^l} [d(C(\bar{\beta}_i), C(\bar{\beta}_j))] \right)^{\frac{1}{q}}$$

numerisch minimiert worden ist, sind als endgültige $n \times n$ Matrizen (Codesymbole C_k) gewählt worden und ihre Matricelemente sind als die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matricelemente C_{ijk} gewählt worden.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass $n = 2$ und
a) dass jede Matrix S_k des anfänglichen Satzes unitärer $n \times n$ Ausgangsmatrizen als

$$S = 1\beta_0 + j(\beta_1\sigma_1 + \beta_2\sigma_2 + \beta_3\sigma_3) := \bar{\beta} \bullet \bar{\sigma}$$

parametrisiert worden ist,
wobei für die σ_i gilt:

$$\sigma_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \sigma_2 = \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix}, \quad \sigma_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$$

und j die imaginäre Einheit ist,
und die reellwertigen Parameter β der folgenden Beschränkung unterliegen:

$$\sum_{i=0}^3 \beta_i^2 = 1;$$

b) dass

$$d_{ij} = \sqrt{1 - \bar{\beta}_i \bullet \bar{\beta}_j}$$

als Entfernungsmaß zwischen zwei Matrizen A_i, A_j gewählt worden ist;

c) dass die Parametervektoren $\bar{\beta}_i$ als

$$\bar{\beta}_i = \begin{pmatrix} \sin \Phi_{i3} & \sin \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ \cos \Phi_{i3} & \sin \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ & \cos \Phi_{i2} & \sin \Phi_{i1} \\ & & \cos \Phi_{i1} \end{pmatrix}$$

parametrisiert worden sind,

d) dass die Gradienten

$$\frac{\partial}{\partial \Phi_{kl}} d = - \left(\frac{\partial}{\partial \Phi_{kl}} \bar{\beta}_k \right) \bullet \sum_{i \neq k} \bar{\beta}_i$$

für alle Matrizen des anfänglichen Satzes der $n \times n$ Matrizen durch Iteration numerisch minimiert worden sind,
e) dass die den minimierten Gradienten entsprechenden $n \times n$ Matrizen als endgültige $n \times n$ Matrizen (Codesymbole C_k) gewählt worden sind und ihre Matricelemente als die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matricelemente c_{ijk} gewählt worden sind.

5. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet,
a) dass ein anfänglicher Satz von 2^l unitären $n \times n$ Ausgangsmatrizen $S_k, k = 0, 2, \dots, 2^l - 1$ numerisch zufällig erzeugt worden ist;
b) dass der L_m -Abstand der i-ten Ausgangsmatrix zu allen anderen definiert worden ist als:

$$d_i^m = \sum_j |\det(S_j - S_i)|^m = \sum_j |\det(1 - S_j^\dagger S_i)|^m := \sum_j |\det(1 - A_{ij})|^m ;$$

c) dass die Gradienten

$$\bar{\nabla}_{\delta_i} d_i^m := \bar{g}_i = n \sum_{j \neq i} |d_{ij}|^m \operatorname{Re} \operatorname{Tr}(A_{ij}^{-1} \bar{B}_{ij})$$

berechnet worden sind, wobei

$$\bar{B}_{ij} = -j S_j^\dagger S_i \bar{\sigma}$$

und σ_i die entsprechenden Hermite'schen Standard Spinmatrizen sind;

d) dass die i.-te Ausgangsmatrix S_i durch eine infinitesimale(unitäre) Rotation

$$S_i \rightarrow S_i \exp(j \bar{\sigma} \cdot \bar{\delta}_i) \approx S_i + j \bar{\delta}_i \cdot S_i \bar{\sigma}$$

variiert worden ist;

e) dass durch iterative Berechnung die Gradienten

$$\bar{\nabla}_{\delta_i} d_i^m := \bar{g}_i = n \sum_{j \neq i} |d_{ij}|^m \operatorname{Re} \operatorname{Tr}(A_{ij}^{-1} \bar{B}_{ij})$$

berechnet worden sind, bis diese minimiert worden sind.

f) dass die den minimierten Gradienten entsprechenden $n \times n$ Matrizen als endgültige $n \times n$ Matrizen (Codesymbole C_k) gewählt worden sind und ihre Matrixelemente als die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matrixelemente c_{ijk} gewählt worden sind.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangsmatrizen S_k nach folgendem Schema berechnet worden sind:

$$S_k = \begin{pmatrix} s_{11k} & & s_{1nk} \\ & \dots & \\ s_{n1k} & & s_{nnk} \end{pmatrix} = V \begin{pmatrix} \exp(\frac{2\pi j}{2^l} q_{1k}) & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \exp(\frac{2\pi j}{2^l} q_{nk}) \end{pmatrix} V^{-1} \quad (\text{hier: } j \text{ ist}$$

die imaginäre Einheit,)

wobei V eine beliebige unitäre komplexwertige $n \times n$ Matrix ist, s_{ijk} die im allgemeinen Fall komplexwertigen Matrixelemente von s_k , q_i , $i = 1, \dots, n$ beliebige ungerade ganze Zahlen, und $k = 0, 1, \dots, 2^l - 1$.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine Abbildung einer finiten Gruppe G mit der Dimension n und der Ordnung $o(G) \geq 2^l$ auf unitäre $n \times n$ Matrizen ermittelt worden ist, welche dann als Ausgangsmatrizen S_k verwendet worden sind.

8. Verfahren zum Betreiben eines digitalen Mobilfunknetzes mit orthogonal aufgebauten Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes mit maximaler Diversität $n \times m$ für eine gegebene Anzahl von n Sendeantennen und m ($m = 2, 3, 4 \dots$) Empfangsantennen, wobei eine sendende Station des Mobilfunknetzes mit n ($n = 2, 3, 4 \dots$) Sendeantennen versehen ist, und ein von dieser sendenden Station zu übertragender Satz von 2^l Informationsbitvektoren $\vec{b} = (b_1, b_2, \dots, b_l) \in B^l$ mit l Bits $b_i \in \{0, 1\}$ durch eine eindeutige Abbildung STM: $B^l \rightarrow U(n) \vec{b} \rightarrow C(\vec{b})$ auf einen Satz von 2^l Raum-Zeit-Symbolen (ST Codesymbolen) C_k , $k = 0, 1, \dots, 2^l - 1$ abgebildet wird, wobei jedes Codesymbol C_k einer unitären $n \times n$ Matrix entspricht und die Matrixelemente c_{ijk} eines jeden der 2^l Codesymbole C_k so als Raum-Zeitvariable aufgefasst werden, dass bei Übertragung eines bestimmten der 2^l Codesymbole C_k für jedes seiner Matrixelemente c_{ijk} ein entsprechendes Signal von der Sendeantenne i in einem Zeitintervall j über einen der Sendeantenne i zugeordneten Schwundkanal abgestrahlt wird, so dass an einer jeden von m Empfangsantennen einer sich in der Reichweite der sendenden Station befindlichen empfangenden Station die im Zeitintervall j abgestrahlten und den Matrixelementen c_{ijk} $i = 1, \dots, n$ des Codesymbols C_k entsprechenden Signale empfangen werden, und wobei aufgrund der orthogonalen Struktur des Raum-Zeit-Block-Übertragungs-codes und durch Entkoppeln der von den n Sendeantennen ausgesandten, den Matrixelementen c_{ijk} , entsprechenden Signalen ein entsprechender zu übertragender Informationsbitvektor $\vec{b} \in B^l$ durch die Umkehrabbildung

$$SMT^{-1}: U(n) \rightarrow B^l$$

$$C(\vec{b}) \rightarrow \vec{b}$$

decodiert wird,

dadurch gekennzeichnet,

dass die den zu übertragenden Signalen entsprechenden Matrixelementen c_{ijk} die Elemente von 2^l unitären $n \times n$ Matrizen C_k , $k = 0, 1, \dots, 2^l - 1$ sind, die nach folgender Vorschrift konstruiert sind:

a) um ein beliebiges durch eine unitäre $n \times n$ Matrix repräsentiertes erstes Codesymbol C_1 ist eine "Hyperkugel" mit Radius r numerisch konstruiert worden, d. h. es ist die Menge aller Codesymbole ermittelt worden, für die gilt:

$S_r = \{C' | \det(C' - C_1) = r\}$, was durch Berechnung von

$$r = \det(C - C') = \det(1 - C_1^{-1} C') = \det(1 - \exp(j \vec{\alpha} \vec{\beta})) = \prod_{i=1}^n (1 - \exp(\lambda_i)) ,$$

geschehen ist, wobei λ_i die Eigenwerte von $j \vec{\alpha} \vec{\beta}$ sind;

b) auf dieser Hyperkugel ist ein zweites durch eine unitäre $n \times n$ Matrix repräsentiertes Codesymbol C_2 gewählt worden, um welches wiederum eine Hyperkugel in analoger Weise zum Schritt a) konstruiert worden ist;

c) der Schnittpunkt der beiden Hyperkugeln um die Codesymbole C_1 , C_2 hat mindestens ein weiteres Codesymbol C_3 ergeben, um welches wiederum iterativ weitere Hyperkugeln in der im Schritt a) angegebenen Weise konstruiert worden sind, bis ein vollständiger Satz von 2^n auf diese Weise konstruierter, jeweils durch eine unitäre $n \times n$ Matrix repräsentierte Codesymbole C_k konstruiert worden ist.

9. Basisstation, welche in einem Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche 1 bis 8 in einem digitalen Mobilfunknetz einsetzbar ist, und welche einen Speicher enthält, in welchem die Zuordnung einzelner zu übertragender Bitvektoren zu Raum-Zeit-Block-Symbolen in Form von Zuordnungstabellen abgespeichert ist, welche die in einem der Verfahren gemäß der Ansprüche 1 bis 8 verwendeten Matrixelemente c_{ijk} enthalten.

10. Mobilstation, welche in einem Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche 1 bis 8 in einem digitalen Mobilfunknetz einsetzbar ist, und welche einen Speicher enthält, in welchem die Zuordnung einzelner zu übertragender Bitvektoren zu Raum-Zeit-Block-Symbolen in Form von Zuordnungstabellen abgespeichert ist, welche die in einem der Verfahren gemäß der Ansprüche 1 bis 8 verwendeten Matrixelemente c_{ijk} enthalten.

11. Computerprogrammprodukt, gespeichert auf einem computerlesbaren Medium, wobei das Computerprogrammprodukt maschinenlesbare Programmmittel zum Einlesen von in dem Computerprogrammprodukt enthaltenen Zuordnungstabellen in einen Speicher einer Basisstation oder einer Mobilstation in einem digitalen Mobilfunknetz enthält, und wobei die Zuordnungstabellen die Zuordnung einzelner zu übertragender Bitvektoren zu Raum-Zeit-Block-Symbolen zur Verwendung in einem Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8 enthalten.

Hierzu 10 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

FIG 1

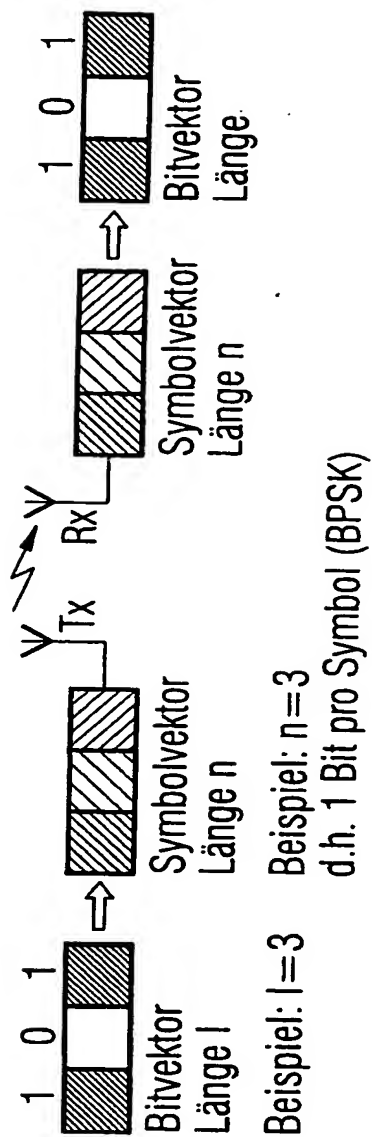


FIG 2

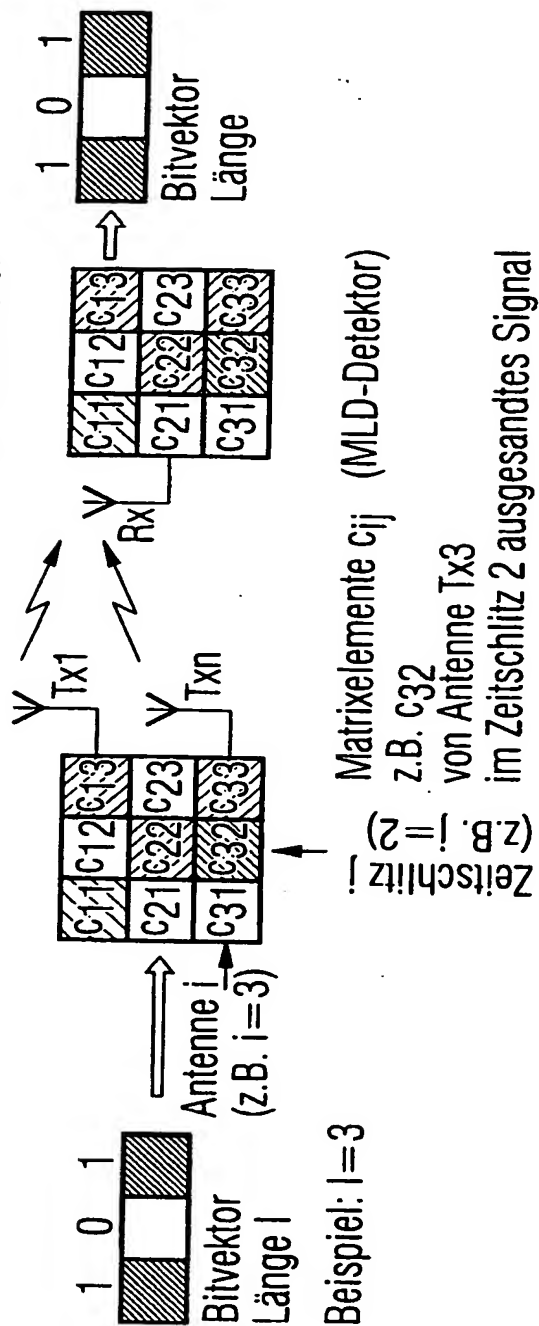


FIG 3A

nicht-linearer ST Block Code für $n=3$ Sendeantennen und BPSK-Modulation
(Symbollänge $l=n=3$) den $2^3=8$ möglichen Bitvektoren
 $(0,0,0)$; $(0,0,1)$; $(0,1,0)$; $(1,1,1)$; $(1,0,1)$; $(1,0,0)$
werden eineindeutig 8 Codewörter $C(:, :, k)$ zugeordnet mit $k=1, \dots, 8$
(unitäre 3×3 Matrizen mit komplexwertigen Matrixelementen mit
Realteil und Imaginärteil)

letzter Index (k): Nummer des Codeworts

erster Index (Zeile i): jeweilige Sendeantenne

zweiter Index (Spalte j Zeitschlitz (drei Zeitschlitz bei drei Antennen))

i ist die imaginäre Einheit

FIG 4

3 Antennen (BPSK):
 L-1 Code Abstände (Minimal-Eigenwert Norm)
 und Bit-Abbildung (Gray Code)

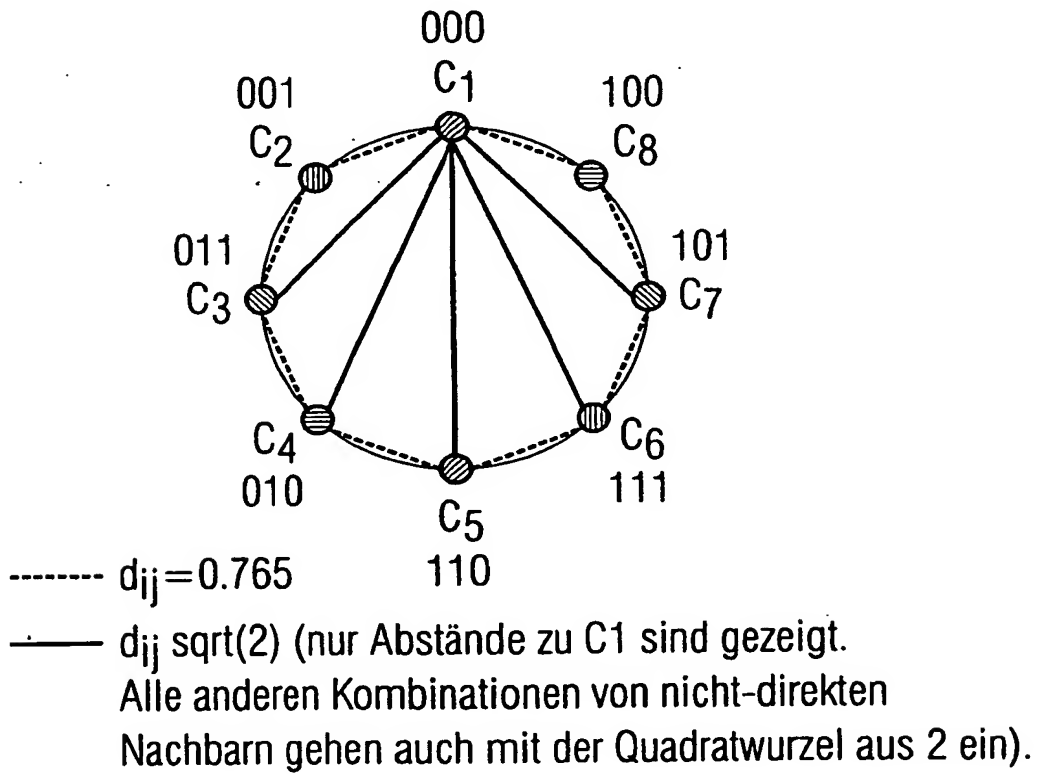


FIG 5

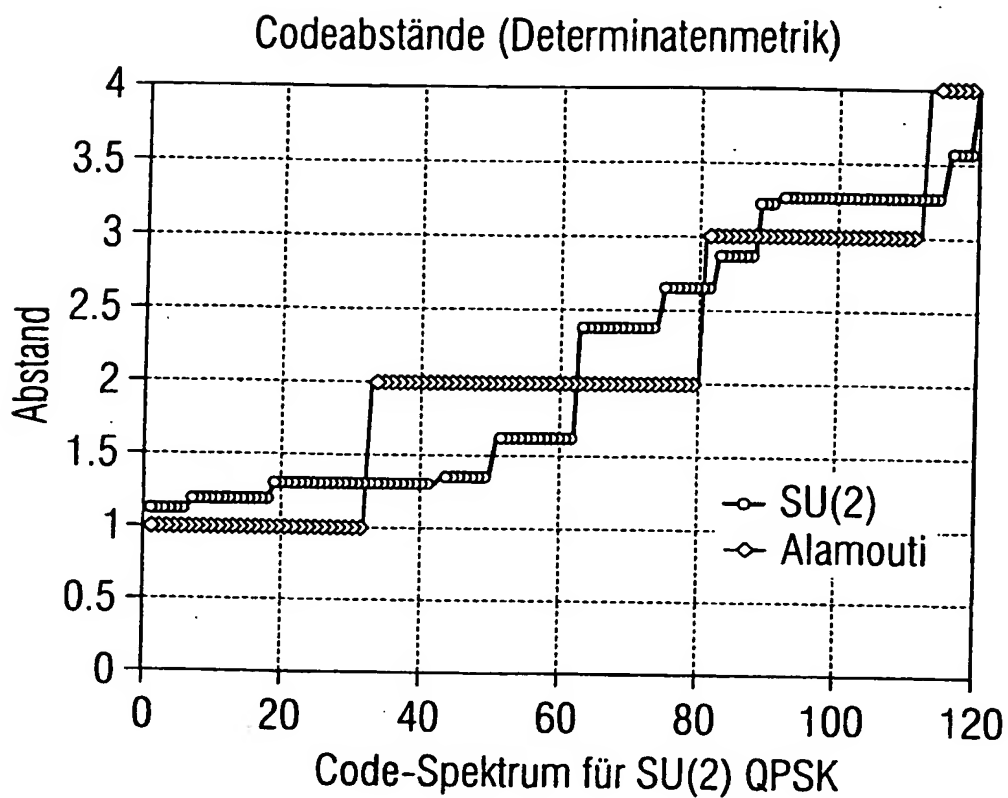
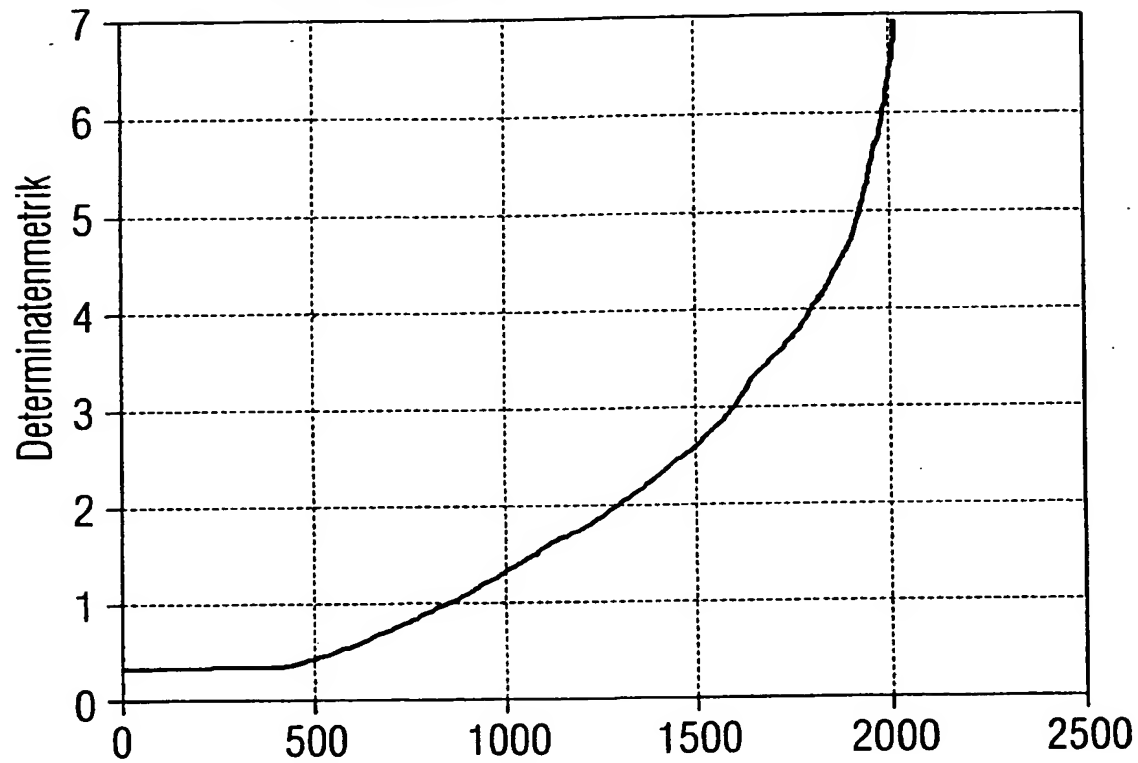


FIG 6

Abstandsspektrum für 3 Antennen und QPSK



Spektrum für SU (3) und QPSK Modulation
unter Verwendung einer Minimalnorm

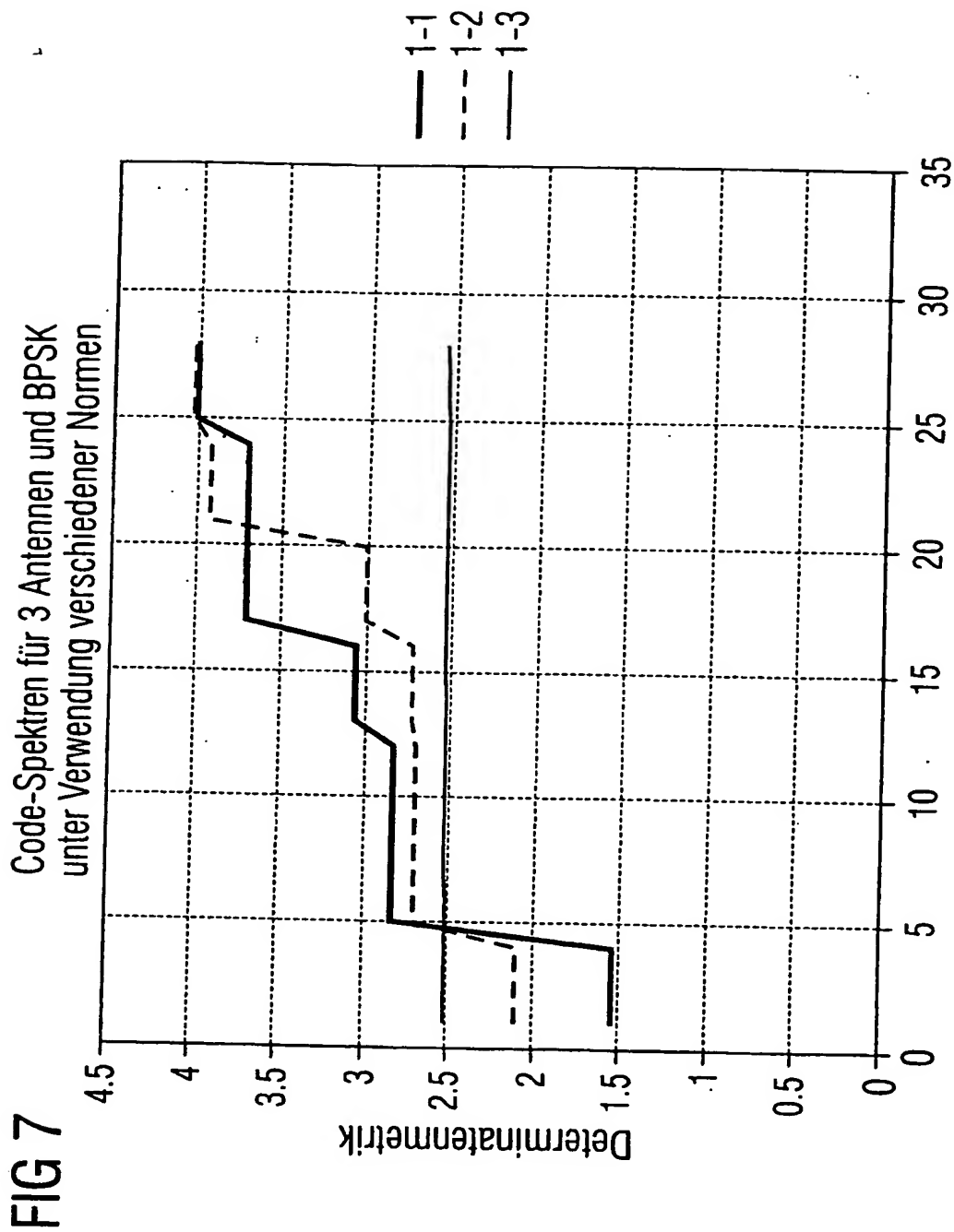
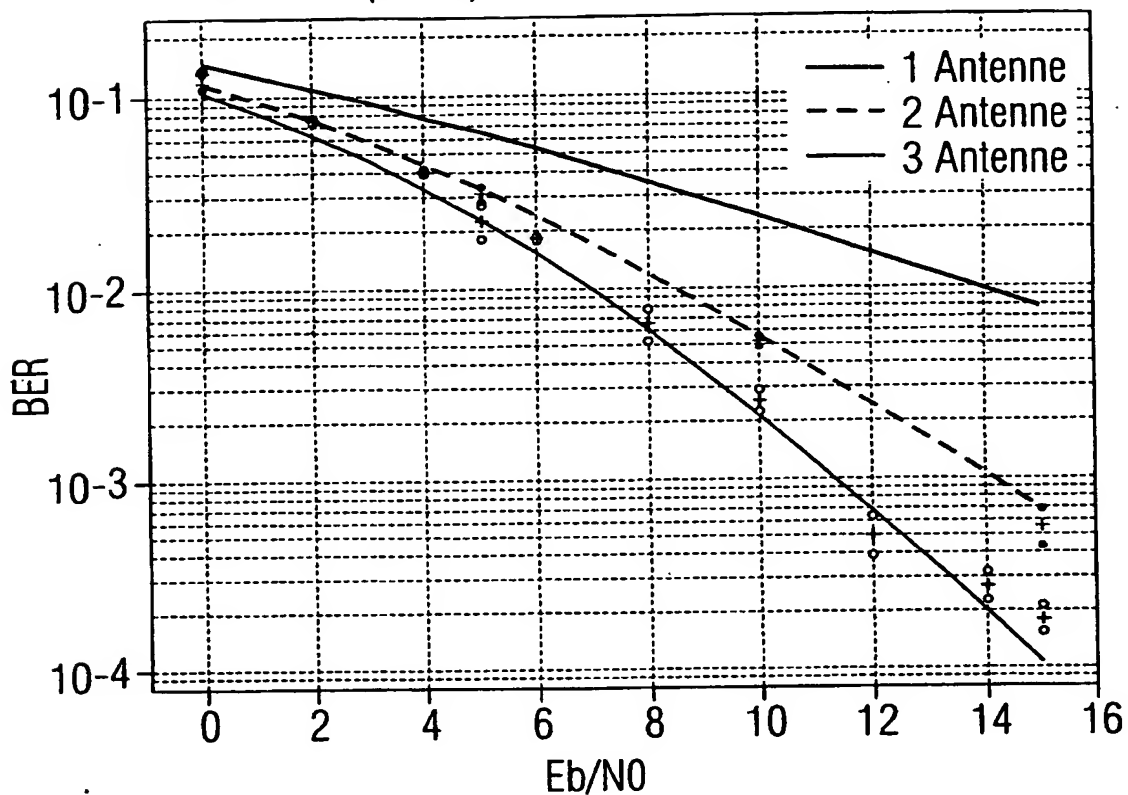


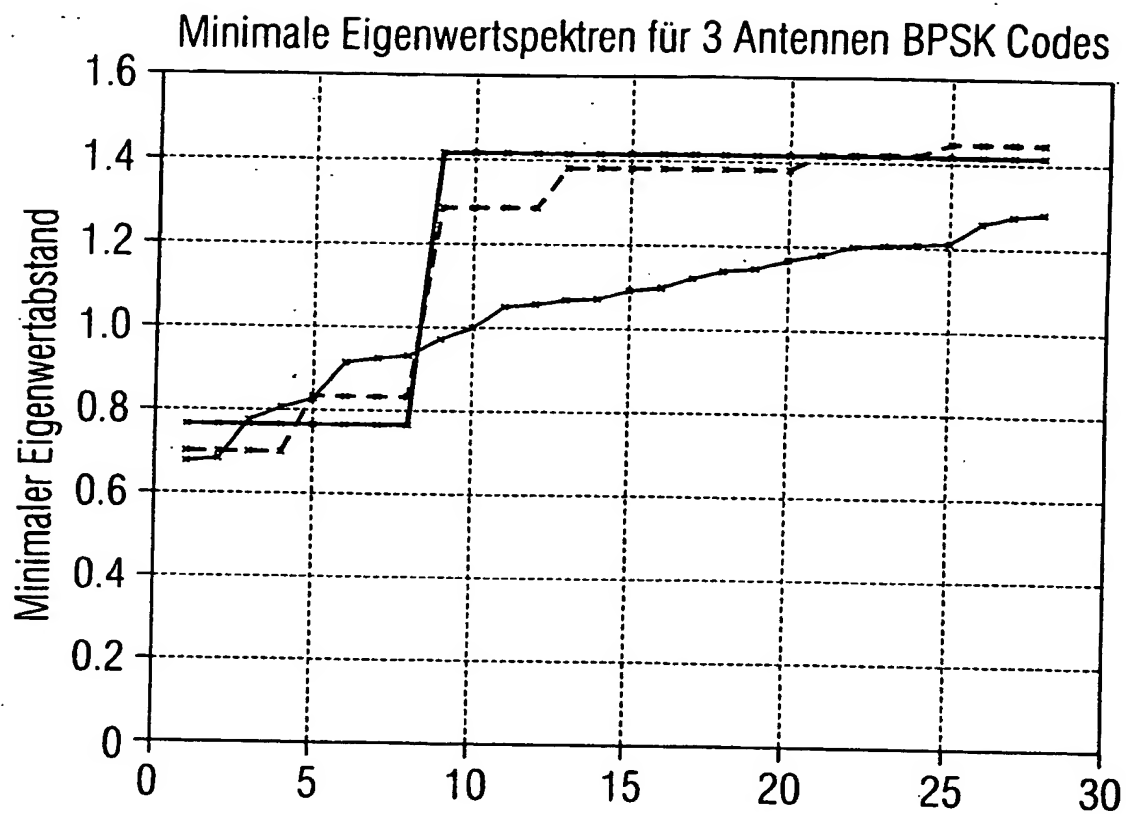
FIG 8

ST Code (BPSK): Theorie und Simulationspunkte



BPSK Simulation für 2 und 3 Antennen
unter Verwendung eines Lmin-Codes

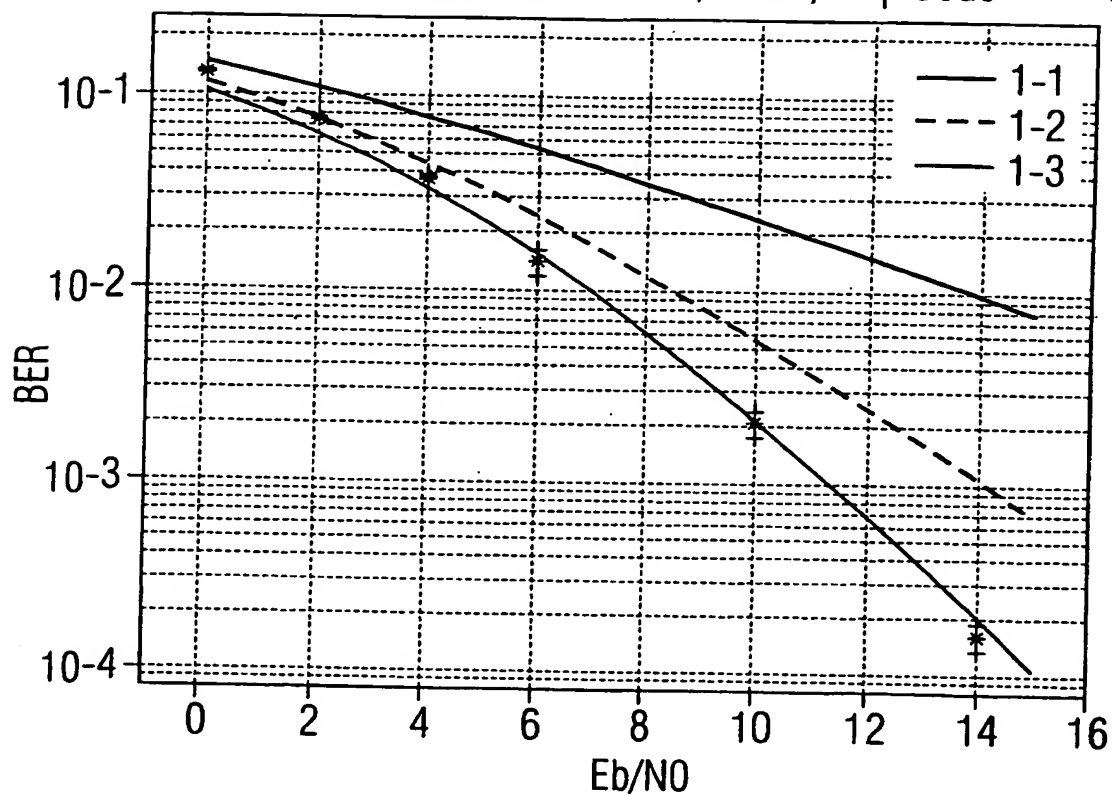
FIG 9



THIS PAGE BLANK (USPTC,

FIG 10

ST Simulation, 3 Antennen, BPSK, L₁-Code



THIS PAGE BLANK (USPTO)